

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

AJUSTE DE SINAIS ADICIONAIS EM SISTEMAS DE POTÊNCIA

INCLUINDO COMPENSADORES ESTÁTICOS DE REATIVO"

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE  
MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA

VICTOR RENÉ USTARIZ ARAMAYO

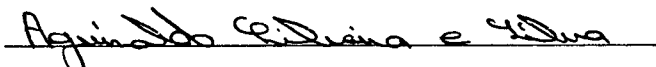
FLORIANÓPOLIS, JUNHO DE 1992

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

AJUSTE DE SINAIS ADICIONAIS EM SISTEMAS DE POTÊNCIA  
INCLUINDO COMPENSADORES ESTATICOS DE REATIVO

Victor René Ustariz Aramayo

ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA PARA A OBTENÇÃO DO TÍTULO DE  
MESTRE EM ENGENHARIA - ESPECIALIDADE ENGENHARIA ELÉTRICA -  
AREA DE CONCENTRAÇÃO SISTEMAS DE POTÊNCIA.  
E APROVADA NA SUA FORMA FINAL PELO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO.



Prof. Aguinaldo S. Silva, Ph.D.

ORIENTADOR

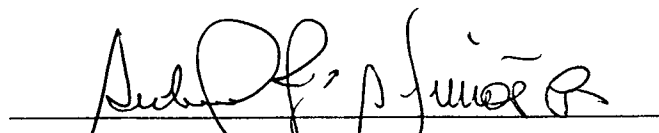


Prof. João Pedro Assumpção Bastos, Dr.D'Etat  
COORDENADOR DO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO

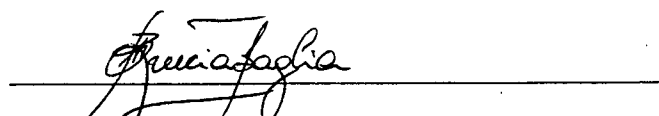
BANCA EXAMINADORA



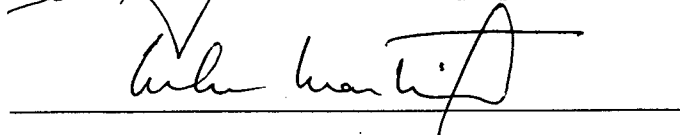
Prof. Aguinaldo S. Silva, Ph.D.



Prof. Antonio J.A. Simões Costa, Ph.D.



Prof. Augusto Humberto Bruciapaglia, Dr.Ing.



Nelson Martins, Ph.D.

A mi esposa Roxana

A mi familia toda

## AGRADECIMENTOS

Ao professor Aguinaldo Silveira e Silva orientador do trabalho, também pela amizade brindada.

Aos professores e colegas da PG-EEL pela amizade.

Ao LABSPOT pelo apoio material em equipamento computacional.

A CAPES pelo patrocínio financeiro da pesquisa.

## R E S U M O

A presente dissertação propõe um método, baseado em posicionamento de polos, para o ajuste de controladores em sistemas de potência. O ajuste é feito de forma coordenada considerando-se as interações dinâmicas que existem entre as máquinas, e visa melhorar o amortecimento dos modos eletromecânicos com baixo amortecimento posicionando-os em outra posição mais adequada do plano complexo.

É utilizada a matriz jacobiana ou matriz aumentada de equações algébricas que, sendo altamente esparsa, permite a aplicação do método em sistemas de grande porte. Assim sendo, não há limitações quanto a sinais adicionais para os controladores, modelos de geradores, cargas ou a inclusão de outros componentes do sistema elétrico.

No trabalho é realizado o ajuste coordenado de estabilizadores (ESP's) derivados da velocidade e o controlador do compensador estático de reativo, que é instalado na rede. Este último controlador processa um sinal derivado da frequência da barra. A estrutura implementada para estes controladores admite dois pólos reais iguais e dois zeros reais também iguais.

A validação do método é feita através de sua aplicação a um sistema máquina e barra infinita e a três sistemas de potência multimáquina. Os resultados são avaliados mediante verificação da posição dos pólos e com simulações não-lineares no domínio do tempo.

## ABSTRACT

This work presents a method based on pole placement for coordinated setting of controllers in large power systems.

The method uses the highly sparse jacobian matrix or augmented matrix which not only allows the application of the method to large power systems but also allows easily the inclusion of different system models and stabilizing signals.

The coordinated setting of power system stabilizers and the static VAR compensator provided with a supplementary signal is carried out using the proposed approach. The power system stabilizers use the rotor shaft speed as input signal and the controller of the SVC uses the bus frequency. Both controllers are of second order.

The work includes the results of the application of the method to four power systems. The results are evaluated by eigenvalue calculations and non-linear simulations.

## SIMBOLOGIA

Abreviaturas

ESP	: Estabilizador de sistemas de potência.
CER	: Compensador estático de reativo.
RAT	: Regulador automático de tensão.
SPMM	: Sistema de potência multimáquina.
MA	: Malha aberta.
MF	: Malha fechada.

Simbologia

H	: Constante de inercia [s].
$X_d; X_q; X_d'; X_q'; X_d''; X_q''$	: Reatâncias síncronas, transitórias e sub-transitórias da máquina nos eixos d e q (p. u.).
$T_{d0}'; T_{q0}'; T_{d0}''; T_{q0}''$	: Constantes de tempo transitórias e sub-transitórias nos eixos d e q [s].
$E_d'; E_q'; E_d''; E_q''$	: Tensões internas transitórias e sub-transitórias nos eixos d e q (p. u.).
$I_d; I_q; V_d; V_q$	: Correntes e tensões terminal nos eixos d e q (p. u.).
$I_{im}; I_{re}; V_{im}; V_{re}$	: Correntes e tensões terminal nos eixos real e imaginário considerando-se como referência a rede.
$R_s$	: Resistência do estator (p. u.).
$E_f$	: Tensão de campo (p. u.).
$\omega_r = 2 \pi f_0$	: Velocidade angular a frequência nominal (rad/s).
$\omega$	: Velocidade angular (p. u. / p. u.).
$\delta$	: Ângulo interno da máquina (rad).

$\theta$	: Ângulo externo da máquina ou ângulo da barra (fluxo de potência) <small>tradi.</small>
$P_m, P_e$	: Potência mecânica e elétrica <small>(p. u. )</small> .
$\gamma$	: Ângulo do fator de potência.
$B_c, B_l$	: Susceptância capacitiva e indutiva do CER <small>(p. u. )</small> .
$T_d$	: Constante de tempo para o bloco derivativo <small>(s)</small> .
$\xi$	: Amortecimento do autovalor.

### Operadores

$s$	: operador diferencial (d/dt) ou operador de Laplace.
$\partial$	: indica derivada parcial.
$\Delta$	: variação incremental de uma grandeza.
$(V)^t$	: indica transposta da matriz ou vetor V.



# I N D I C E

AGRADECIMENTOS.....	iii
RESUMO.....	v
ABSTRACT.....	vi
SIMBOLOGIA.....	vii
CAPÍTULO 1 INTRODUÇÃO.....	1
CAPÍTULO 2 O PROBLEMA DA ESTABILIDADE DINAMICA EM SISTEMAS DE POTÊNCIA.....	7
2.1 INTRODUÇÃO.....	7
2.2 MODELO LINEARIZADO DO SISTEMA DE POTÊNCIA.....	7
2.3 MODOS DE OSCILAÇÃO.....	9
2.4 ESTABILIZADOR DE SISTEMAS DE POTÊNCIA (ESP).....	10
2.5 CER COMO FONTE DE AMORTECIMENTO.....	14
2.6 PROJETO COORDENADO DE CONTROLADORES.....	16
2.7 CONCLUSÃO.....	18
CAPÍTULO 3 MODELAGEM DO SISTEMA DE POTENCIA.....	19
3.1 INTRODUÇÃO.....	19
3.2 A MATRIZ AUMENTADA E A MATRIZ DE ESTADOS.....	19
3.3 MODELAGEM DOS COMPONENTES.....	20
3.4 EXEMPLO ILUSTRATIVO.....	24
3.5 USO E VANTAGENS DA MATRIZ AUMENTADA.....	26
3.6 CONCLUSÃO.....	26
CAPÍTULO 4 ALGORITMO PARA POSICIONAMENTO DE POLOS EMPREGANDO-SE A MATRIZ AUMENTADA.....	27
4.1 INTRODUÇÃO.....	27
4.2 O ALGORITMO.....	28
4.3 CONSIDERAÇÕES SOBRE O ALGORITMO.....	32
4.4 CONSIDERAÇÕES SOBRE A IMPLEMENTAÇÃO.....	34
4.5 CONCLUSÃO.....	37

CAPÍTULO 5 RESULTADOS	38
5.1 INTRODUÇÃO.....	38
5.2 SISTEMA 1.....	39
5.2.1 SISTEMA 1 - MODELO 2.....	40
5.2.2 SISTEMA 1 - MODELO 3.....	47
5.3 SISTEMA 2.....	51
5.4 SISTEMA 3.....	54
5.5 SISTEMA 4.....	58
5.5.1 PROJETO DE ESP's.....	59
5.5.2 PROJETO DE ESP's E CONTROLADOR NO CER.....	60
5.6 CONCLUSÃO.....	64
CAPÍTULO 6 CONCLUSÕES	65
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	70
APÊNDICE A MODELAGEM E LINEARIZAÇÃO	75
APÊNDICE B DADOS DOS SISTEMAS	82
APÊNDICE C PROGRAMAS	86
APÊNDICE D FATORES DE PARTICIPAÇÃO-ÍNDICES DE LOCALIZAÇÃO	89

## C A P Í T U L O    1

### I N T R O D U Ç Ã O

Os sistemas de potência são compostos de um conjunto de elementos interconectados cuja finalidade é fornecer energia elétrica aos usuários com continuidade, qualidade e economia. Existem desde sistemas pequenos como o boliviano [27], até sistemas de grande porte como o brasileiro, o americano e o europeu. Quanto maiores estes sistemas, mais complexos e maiores os recursos técnicos e econômicos para cumprir os objetivos mencionados.

A dinâmica é um fenômeno presente nos sistemas elétricos, pois a energia demandada pelos usuários é por natureza variável no tempo, além de estar sujeita às mais variadas perturbações de forma aleatória. Assim sendo, são registradas oscilações na magnitude das diferentes variáveis que descrevem o comportamento do processo de geração, transmissão e distribuição da energia elétrica.

Para suprir a energia demandada pelos consumidores com os melhores índices de confiabilidade, qualidade e economia existem nos sistemas de potência diferentes controladores e equipamentos. Estes componentes do sistema elétrico devem ser adequadamente ajustados e operados. Neste sentido, são necessários estudos de planejamento, da operação e da estabilidade do sistema elétrico.

Os estudos de estabilidade são divididos em dois grandes grupos: estabilidade dinâmica e estabilidade transitória.

- Estabilidade dinâmica é o estudo da resposta do sistema para

pequenas perturbações. Nestes estudos é analisada a capacidade que têm as máquinas de apresentar amortecimento adequado logo após uma perturbação. Para este tipo de estudos podem ser empregados modelos lineares para a modelagem dos diferentes componentes e a teoria de sistemas lineares para sua análise.

- Estabilidade transitória é a capacidade das máquinas do sistema de manterem sincronismo quando ocorrem grandes perturbações, por exemplo curto circuitos. Neste caso há necessidade de modelos não-lineares para a modelagem dos componentes.

Com o crescimento dos sistemas de potência, tem-se verificado vários problemas operacionais devido a oscilações eletromecânicas pouco amortecidas ou mesmo com amortecimento negativo nas baixas frequências, tipicamente de 0.2 a 2.5 Hz. As causas destes problemas são em geral devidas à topologia da rede, condições de operação ou amortecimento negativo introduzido por sistemas de excitação e reguladores de velocidade [23,24,35]. Na literatura existem muitos casos registrados que ocorrem quando unidades muito maiores são instaladas, por exemplo usinas nucleares [21]. No capítulo 2 da referência [2], são descritas oscilações nas frequências de 6 ciclos/minuto num sistema de duas áreas interconectadas por um linha de capacidade relativa fraca. Linhas longas também são prováveis causas destas oscilações crescentes.

Deve-se também levar em conta que um sistema pouco amortecido, apesar de estável, pode ser inaceitável. Com efeito, perturbações aleatórias podem manter o sistema em constante oscilação, com prejuízo da qualidade de fornecimento de energia e desgaste prematuro dos equipamentos. Assim sendo, o problema de amortecimento nas oscilações eletromecânicas deve ser corretamente

avaliado. Isto implica na disponibilidade não somente de modelos adequados como também de ferramentas matemáticas para a avaliação da segurança dinâmica e métodos de projeto de controladores.

Sinais estabilizadores adicionados ao sistema de excitação dos geradores constituem uma solução para o problema de oscilações eletromecânicas. Estes estabilizadores são conhecidos como ESP's e podem ser derivados da velocidade do rotor, frequência da barra, potência elétrica terminal ou outros sinais. Eles modulam convenientemente a excitação gerando amortecimento adicional.

Outra possível fonte de amortecimento que pode ser aproveitada é a instalação de um controlador que utiliza um sinal suplementar nos compensadores estáticos de reativo (CER). Estes controladores, de forma similar ao ESP, introduzem amortecimento positivo adicional no sistema. Do ponto de vista econômico, a aplicação de compensação estática somente para propósitos de amortecimento compara-se desfavoravelmente com o ESP. No entanto, existem outros benefícios adicionais introduzidos pelo controle de tensão, tais como maiores margens de estabilidade transitória, capacidade de transmissão de potência e otimização do fluxo de reativo, os quais podem justificar seu uso. E quando o CER já está instalado na rede, sua capacidade de prover amortecimento deve ser explorada.

Ambos, ESP's e CER com controle suplementar para amortecimento, devem ser adequadamente localizados e seus parâmetros de controle propriamente ajustados, a fim de prover o maior amortecimento possível às oscilações do sistema. Como resultado a estabilidade dinâmica e transitória é melhorada.

Os estudos de problemas relativos ao amortecimento de oscilações eletromecânicas englobando a localização e ajuste de

controladores, são realizados com base em um modelo linearizado em torno de um ponto de operação do sistema. Esta abordagem linearizada permite aproveitar a teoria estabelecida no controle linear. Por exemplo, o uso de autovalores nos estudos relativos a amortecimento de oscilações evita demoradas simulações no tempo.

Para se obter o modelo linearizado do sistema elétrico de potência, várias abordagens são possíveis. Um modelo usado em muitos trabalhos da literatura relacionada com estabilidade dinâmica de sistemas de potência é o chamado de Heffron-Phillips. Outro modelo é a matriz jacobiana ou matriz aumentada, formulada em termos de variáveis de estado e algébricas. Esta abordagem está sendo usada na literatura recente para tratar com sistemas de grande porte devido ao elevado número de elementos nulos que apresenta a matriz indicada.

Para representar os componentes e controladores de um sistema de potência moderno, existem diferentes modelos propostos na literatura. As referências [3,28,29,53] apresentam vários destes modelos para a representação da máquina síncrona e seu sistema de excitação. A modelagem da turbina hidráulica e seu sistema de controle pode ser encontrada em [52]. Modelos para outros equipamentos e componentes são também encontrados na literatura. Todos os modelos mencionados influenciam os resultados de estudos de estabilidade dinâmica.

O uso de um modelo linearizado para representar o sistema de potência permite o projeto de controladores a serem instalados para melhorar o desempenho dinâmico do sistema elétrico. No projeto devem ser escolhidas as malhas de controle mais adequadas para amortecer os modos identificados como causa provável de

instabilidade. Todos os controladores instalados em um sistema elétrico multimáquina devem ter seus parâmetros ajustados visando alcançar os níveis de amortecimento desejados e realizáveis.

A literatura recente mostra o grande interesse existente na área da estabilidade dinâmica com relação ao problema do ajuste coordenado dos parâmetros dos controladores instalados nos sistemas de potência [6, 7, 8, 9, 10]. O projeto destes controladores pode ser realizado usando-se diferentes técnicas e ferramentas matemáticas. Por exemplo, técnicas de posicionamento de polos que visam melhorar o amortecimento dos modos pouco amortecidos, posicionando-os em outra localização mais adequada do plano complexo. Estes métodos também permitem o ajuste coordenado dos controladores levando em conta as interações dinâmicas que existem entre as máquinas [9]. Outros métodos baseados na teoria de controle ótimo também têm sido utilizados visando melhorar o desempenho dinâmico dos sistemas de potência [6].

Os controladores de parâmetros fixos são usualmente projetados para um determinado ponto de operação. No entanto os sistemas de potência são sujeitos a variações de sua carga, chaveamentos e mudança na configuração da rede. Portanto a operação ótima dos controladores mencionados não é garantida para as novas condições de operação. Por esta razão, tem-se pesquisado novas técnicas de controle tais como o controle adaptativo [10,42] e, mais recentemente, redes neurais artificiais [43]. Estas técnicas mostram-se promissoras, mas ainda não existem exemplos de aplicação prática em sistemas elétricos de potência.

Este trabalho propõe um método de ajuste coordenado dos controladores que são instalados para amortecimento em um sistema

de potência multimáquina. O método permite realizar o projeto coordenado de ESP's e do controlador do compensador estático de reativo, que é instalado na rede. Ele se baseia no algoritmo de posicionamento de polos apresentado originalmente em [12]. No entanto, o método proposto usa a matriz jacobiana ou matriz aumentada. A validação do método é realizada em 4 sistemas teste de 1,3,5 e 10 máquinas.

A estrutura deste trabalho é a seguinte:

No capítulo 2 são apresentados alguns conceitos preliminares, produto da revisão bibliográfica que faz parte do trabalho.

No capítulo 3 é descrita a modelagem e formação da matriz aumentada.

No capítulo 4 é formalizado o algoritmo proposto para o posicionamento de polos usando-se a matriz aumentada.

No capítulo 5 são apresentados os resultados de aplicação do método proposto.

No capítulo 6 são apresentadas as conclusões e recomendações para futuros trabalhos.

O Apêndice A apresenta as equações correspondentes à modelagem do sistema elétrico. No Apêndice B são fornecidos os dados dos sistemas teste. No apêndice C são apresentados alguns detalhes dos programas implementados e usados. No apêndice D são descritos os fatores de participação e índices de localização.



## C A P Í T U L O    2

### O PROBLEMA DA ESTABILIDADE DINÂMICA EM SISTEMAS DE POTÊNCIA

#### 2.1 INTRODUÇÃO

O problema das oscilações eletromecânicas com pouco amortecimento ou mesmo com amortecimento negativo é estudado com base no modelo linearizado do sistema de potência. O amortecimento destas oscilações pode ser eficientemente aumentado com o uso de sinais adicionais.

Neste capítulo são apresentados alguns conceitos importantes relacionados com o modelo linearizado do sistema de potência, modos de oscilação, emprego de ESP's e o uso de CER's como fonte de amortecimento. Apresenta-se ainda uma revisão bibliográfica relacionada com o projeto coordenado de controladores.

#### 2.2 MODELO LINEARIZADO DO SISTEMA DE POTÊNCIA

Conhecido um processo, um equipamento, um sistema elétrico, etc., sempre é possível descrever seu comportamento matematicamente através de equações diferenciais. Estas equações ~~podem ser mais ou menos complexas segundo a precisão desejada ou~~ requerida. As equações que governam o comportamento de um sistema de potência são um conjunto de equações diferenciais não-lineares e algébricas com diversos graus de complexidade.

Como foi descrito no capítulo introdutório, os problemas de estabilidade dinâmica nos sistemas de potência são estudados utilizando-se um modelo linearizado. Com a linearização das equações que descrevem o comportamento do sistema, podem ser

aproveitados conceitos bem conhecidos da teoria de sistemas lineares tais como: matriz de estados, autovalores e autovetores, polos e zeros.

A matriz de estados do sistema de potência pode ser calculada empregando-se a formulação conhecida como modelo Heffron-Phillips [2,24,45]. Esta formulação apresenta várias limitações com relação aos modelos dos geradores, cargas e sinais adicionais para o projeto de controladores. Além disso, a matriz de estados tem ordem elevada e não é esparsa, o que limita a aplicação em sistemas de grande porte.

Os autovalores e os polos do sistema podem ser calculados a partir da matriz de estados. Como é conhecido, a localização destes polos no plano complexo, fornece informação sobre a estabilidade do sistema ao redor do ponto de operação no qual foram linearizadas suas equações (em sistemas de potência, em muitos casos, os polos menos amortecidos estão associados a oscilações eletromecânicas). Sendo necessário, a identificação dos autovalores com as variáveis de estado pode ser feita com ajuda dos fatores de participação, o que requer o cálculo dos autovetores a direita e a esquerda [30].

Para o cálculo dos autovalores e os autovetores a partir da matriz de estados existem pacotes bem conhecidos como o EISPACK e NAG. Estes pacotes permitem calcular todos os autovalores e autovetores de uma matriz real quadrada.

Os zeros do sistema podem ser também calculados a partir da representação de estados. Isto requer a escolha de uma entrada e uma saída, a qual pode ser uma variável de estado ou uma combinação destas variáveis. Na literatura recente tem aumentado o

interesse quanto à localização dos zeros no plano complexo para o projeto de controladores [8,14].✓

Outra abordagem conhecida mas pouco explorada para a formulação linearizada dos sistemas de potência é a matriz jacobiana ou matriz aumentada de equações algébricas. No próximo capítulo do trabalho é apresentado um resumo sobre a construção desta matriz.

### 2.3 MODOS DE OSCILAÇÃO

As oscilações que são registradas em um sistema elétrico e que estão associadas às inércias dos geradores síncronos interconectados, são conhecidas como oscilações eletromecânicas ou modos de oscilação eletromecânicos. Estes modos estão na faixa das baixas frequências, tipicamente de 0.2 a 2.5 Hz. [26].

Nos estudos de estabilidade para pequenas perturbações, os modos de oscilação eletromecânicos são os autovalores relevantes. Em um sistema interconectado de  $m$  máquinas existem  $m-1$  destes autovalores. A maior ou menor estabilidade destes modos, que governam a resposta dos sistemas de potência, é de vital importância para sua operação segura.

Oscilações entre unidades de uma mesma usina são conhecidos como modos de oscilação intra-planta. As frequências destas oscilações vão tipicamente de 1.5 a 2.5 Hz.

Oscilações que ocorrem quando uma usina opera conectada a um grande sistema, por exemplo através de uma ligação radial, são conhecidos como modos de oscilação local. Suas frequências vão de 0.7 a 2.0 Hz. Estas oscilações podem ser estudadas com uma representação detalhada do sistema nas proximidades da usina.

Oscilações associadas com um grupo de geradores ou um grupo de

usinas são conhecidos como modos de oscilação inter-área. Os modos de oscilação inter-área têm frequências entre 0.1 a 0.8 Hz. Os fatores que influenciam estes modos de oscilação não estão bem compreendidos [35] e são necessários estudos que levem em conta uma representação detalhada do sistema interconectado. A avaliação destes modos de oscilação é essencial nos estudos de estabilidade.

#### 2.4 ESTABILIZADOR DE SISTEMAS DE POTÊNCIA (ESP)

O mecanismo através do qual os estabilizadores em sistemas de potência (ESP's) contribuem para o amortecimento de oscilações eletromecânicas está bem estabelecido [26,36,37,48].

O estabilizador de sistemas de potência é um equipamento adicional instalado em uma unidade geradora. Ele recebe um sinal de entrada e sua saída é somada à referência de tensão do regulador automático de tensão. Os ESP's são a solução usual adotada pela indústria elétrica para melhorar o amortecimento das oscilações eletromecânicas. O estabilizador pode usar como sinal de entrada a velocidade, a frequência, a potência elétrica, a tensão terminal ou uma combinação destes sinais. A figura 2.1 mostra o esquema de um ESP típico e alguns dos sinais dos quais pode ser derivado.

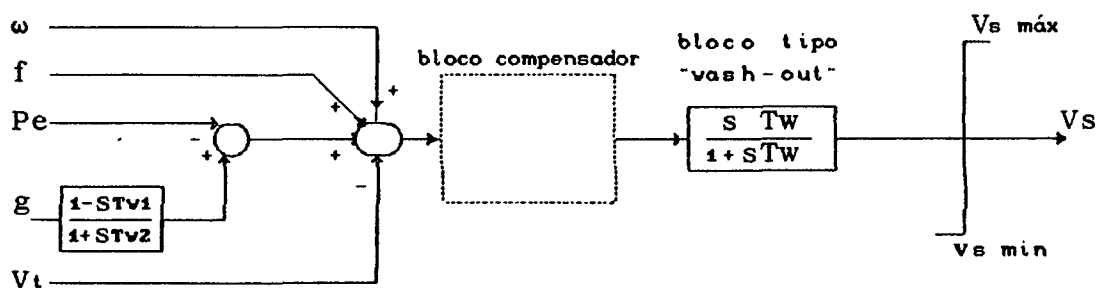


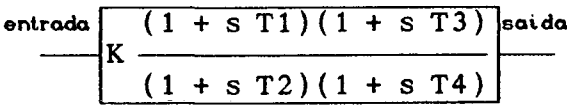
Figura 2.1 Sinal adicional estabilizador

O bloco compensador da figura 2.1 normalmente é do tipo "avanço-atraso" (figura 2.2 a.) [12,15,25,26,36] e pode ser facilmente implementado.

A instalação de ESP's nas unidades geradoras engloba o projeto e ajuste de seus parâmetros K, T1, T2, T3, T4.

No caso dos ESP's derivados da velocidade (ESP $\omega$ ), comumente T1=T3 e T2=T4 [12,14,15,18,44]. As constantes de tempo T2 e T4 normalmente são especificadas de modo que o avanço de fase máximo provido pelo compensador ocorra nas frequências do modo eletromecânico de interesse [1,14]. Valores típicos para estas constantes são dados na figura 2.2 b.

Se for realizado um ajuste impróprio do ESP, podem ser gerados outros problemas não detetados pela análise de autovalores que é usada para o projeto destes controladores. Por exemplo, problemas como os descritos em [38] com relação ao efeito dos parâmetros dos ESP's na magnitude da resposta em frequência e a possibilidade de serem geradas oscilações forçadas nas baixas frequências.



a)

T1,T3	0.1 - 1
T2,T4	0.04-0.08
K	10 - 40

b)

Figura 2.2 a) Bloco compensador do tipo "avanço-atraso"  
b) Valores típicos no caso do ESPv

O bloco "wash-out" tem a função de não permitir que as variações de velocidade angular ou outros sinais influam no controle da tensão terminal do gerador em regime normal.

Usualmente, eles não são representados em estudos de estabilidade dinâmica como o projeto de controladores. O ajuste da constante de tempo  $T_w$  do bloco tipo wash-out deve ser feito considerando o sinal do qual o ESP é derivado e as frequências de oscilação para as quais o ESP é instalado (modos locais ou inter-área). As referências [34,36] apresentam alguns critérios para o ajuste desta constante. Valores típicos são de 1 a 20 segundos.

Durante oscilações eletromecânicas ocasionadas por faltas mais severas, o sinal do estabilizador, que é somado à tensão de referência do regulador, pode provocar excursões indesejáveis da tensão terminal se o sinal adicional não estiver devidamente limitado. Valores típicos para o limitador do ESP estão na faixa de  $\pm 5\%$ .

Aplicações práticas de ESP's requerem adicionalmente a instalação de filtros para serem evitados problemas como esforços torcionais, no caso das unidades geradoras térmicas equipadas com ESP's derivados da velocidade do rotor ou frequência, e com supermodulação de tensão no caso de unidades de geração hidráulica equipadas com ESP's derivados da potência elétrica [26,36,39].

Na literatura, existem vários trabalhos referentes à localização e ajuste de ESP's. O uso da análise de autovalores e autovetores para identificação da localização mais efetiva de ESP's foi demonstrado na referência [25]. Mas o projeto dos parâmetros dos controladores não foi considerado. A referência [24] apresenta um método de ajuste de parâmetros dos ESP's utilizando o modelo linearizado máquina-barra infinita, o qual foi adotado em muitos trabalhos posteriores.

No caso de um sistema multi-máquina (SPMM) com vários modos de

oscilação pouco amortecidos, vários estabilizadores devem ser projetados e instalados. Consequentemente o problema é muito mais complexo pois existem interações entre os diferentes modos de oscilação.

Em [17] é proposto um algoritmo sequencial para o ajuste dos parâmetros dos ESP's. Este algoritmo de posicionamento de polos baseado na referência [40] determina os parâmetros de cada estabilizador sequencialmente de modo que um dado par de modos eletromecânicos seja posicionado numa região do plano complexo  $s$ . Mas em um SPM, onde existem interações entre vários subsistemas, a adição de um estabilizador perturba os autovalores previamente posicionados, o que é altamente indesejável.

Na referência [15] uma nova técnica de posicionamento de polos é proposta, a qual é formulada no domínio da frequência complexa. O problema de posicionamento de polos é transformado em um problema de solução iterativa de um conjunto de equações características equivalentes.

Na referência [44] é apresentado um método de ajuste de ESP's não iterativo, empregando-se técnicas de controle modal descentralizado. A principal desvantagem deste método é a dificuldade da inclusão de modelos mais complexos de geradores e outros componentes do sistema (ver discussão da referência indicada).

Finalmente na referência [12], na qual se inspira o método de ajuste de controladores proposto neste trabalho, é apresentado um algoritmo de posicionamento de polos de forma iterativa.

Estudos mais recentes consideram os polos e zeros para o projeto de controladores em sistemas de potência [8].

## 2.5 CER COMO FONTE DE AMORTECIMENTO

O grande progresso no campo da tecnologia de estado sólido dos últimos tempos, e particularmente o desenvolvimento dos tiristores de potência com uma faixa de tensão adequada para operar em sistemas modernos de alta tensão, permitiu a construção de uma classe nova de equipamentos rápidos para controle da potência reativa denominados compensadores estático de reativo.

Existem três tipos básicos de compensadores estáticos de reativo: Reator controlado por tiristores e capacitor fixo (FC-TCR), capacitor chaveado por tiristores (TSC) e compensador a reator saturado (SRC). O primeiro será usado no trabalho. Um estudo mais detalhado pode ser encontrado em [4].

As principais vantagens do CER tipo FC-TCR são:

- \* Resposta rápida
- \* Totalmente controlável
- \* Melhora a estabilidade transitória e dinâmica
- \* Limita oscilações de tensão

e as principais desvantagens são:

- \* Gera harmônicos na rede
- \* Seus efeitos são sensíveis à sua localização

As aplicações de CER são muitas, sendo o controle da tensão a aplicação mais comum em sistemas de potência. A característica de resposta rápida do CER é particularmente adequada para reduzir perturbações causadas por tipos de cargas que variam muito rápido. Fornos a arco são um exemplo típico destas cargas. O compensador não só atende a potência reativa requerida pela carga, mas também evita a propagação de distúrbios causados pela mesma. Além da



regulação da tensão da carga, o compensador estático pode balanceá-la. Os CER's podem controlar sobre-tensões causadas por rejeição de carga e energização de linhas e transformadores. Eles também podem fornecer a potência reativa demandada pelos conversores em linhas de transmissão CC. Também a capacidade de potência de transferência nas linhas e os limites de estabilidade transitória são aumentados.

Adicionalmente, o CER pode fornecer amortecimento ao sistema através da instalação de um controlador que usa um sinal suplementar. Neste caso é necessário um modelo para representar o compensador de reativos. A figura 2.3 apresenta o modelo para o CER recomendado em [19] e empregado em muitos outros trabalhos [10,14,18,20] para estudos de estabilidade para pequenas perturbações.

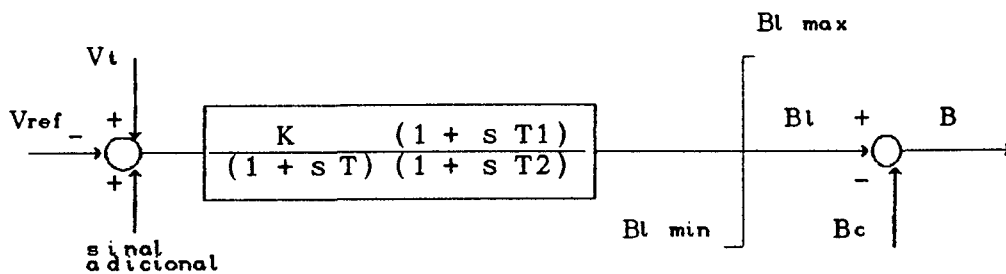


Figura 2.3. Representação do compensador estático de reativo

Os sinais suplementares que podem ser usados pelo controlador do CER podem ser:

- \* Frequência da barra
- \* Potência de intercâmbio na linha
- \* Ângulo da tensão de barra
- \* Velocidade ou potência do gerador
- \* Frequência interna [31]
- \* Outros sinais incluindo combinações dos anteriores

O sinal suplementar é processado por um controlador que normalmente é do tipo avanço-atraso mostrado na figura 2.2. Vários trabalhos usaram este tipo de estrutura [10,14].

O ajuste dos parâmetros do controlador deve ser feito visando a melhoria da estabilidade dinâmica. Em [31] concluiu-se que só o sinal derivado da potência reativa da linha requer compensação em avanço de fase. Todos os demais sinais, ângulo da tensão da barra, frequência da barra e frequência interna requerem compensação em atraso de fase. Estes critérios não necessariamente concordam com os de outros trabalhos da área, encontrando-se, ainda não bem compreendido, o problema do mecanismo de como é introduzido amortecimento pelos compensadores estáticos de reativo com sinal suplementar (ver também discussão da referência [34]).

Os limitadores para o sinal adicional devem ser ajustados de modo que se evite operar o reator saturado.

O uso de um bloco tipo "wash-out" é necessário de forma similar ao caso do ESP.

Além de ser fonte de amortecimento para oscilações eletromecânicas, o CER pode amortecer oscilações sub-síncronas através do uso de um sinal suplementar apropriado [22,51].

## 2.6 PROJETO COORDENADO DE CONTROLADORES

Como é conhecido, oscilações pouco ou até negativamente amortecidas em sistemas de potência são diminuídas incrementando-se seu amortecimento com sinais adicionais. São fontes de amortecimento adicional os seguintes equipamentos:

- \* ESP's.
- \* Controlador no CER.
- \* Modulação da potência em linhas de corrente contínua

Todos os sinais adicionais mencionados devem ser localizados e ajustados adequadamente, de modo que contribuam eficazmente à redução das oscilações eletromecânicas de interesse.

A seleção das unidades geradoras e as barras onde devem ser instalados os controladores é feita considerando-se a maior ou menor influência do controlador num dado modo eletromecânico cujo amortecimento se deseja melhorar. Para alcançar estes objetivos, são usados critérios tais como fatores de participação [30] e resíduos da função de transferência, também conhecidos como índices de controlabilidade e observabilidade ou índices de localização [7,10,25,50,56]. Estes critérios também são detalhados no apêndice D.

As interações dinâmicas que existem entre as máquinas em um SPMM (modos inter-área) levam ao fato de que o ajuste dos parâmetros de um controlador podem influenciar negativamente em outros modos eletromecânicos. Este é um problema indesejável e bem conhecido em sistemas de potência, não levado em consideração quando modelos simples para representação do sistema multimáquina são empregados, tais como o modelo máquina-barra infinita.

O projeto coordenado de controladores visa garantir a localização adequada dos modos eletromecânicos do sistema. Neste sentido podem ser usadas técnicas de posicionamento de polos que, como a usada neste trabalho, visam localizar os modos eletromecânicos realizando-se um ajuste coordenado dos controladores instalados. Ou seja, leva-se em conta as interações dinâmicas entre as máquinas.

O problema de ajuste coordenado de controladores em um SPMM é certamente um problema complexo. Vários estudos recentes tem sido

publicados abordando alguns dos fatores que afetam este ajuste. São exemplos destes estudos, a identificação das malhas mais adequadas para melhorar o amortecimento dos modos eletromecânicos e a identificação de zeros críticos, como é apresentado em [8]. ?

## 2.7 CONCLUSÃO

A análise do problema de oscilações eletromecânicas em sistemas de potência normalmente é estudado empregando-se a teoria de sistemas lineares. Estas oscilações têm seu amortecimento aumentado eficazmente com controladores que podem ser instalados nas unidades geradoras (ESP's) ou nas barras (controlador no CER).

Os controladores mencionados devem ser corretamente localizados e projetados de forma tal que o amortecimento dos modos eletromecânicos seja melhorado. O projeto pode ser feito empregando diferentes técnicas existentes na literatura tais como técnicas de posicionamento de polos.

No próximo capítulo será apresentado o modelo linearizado conhecido como matriz jacobiana ou matriz aumentada. Esta formulação é usada no capítulo 4 no desenvolvimento do algoritmo proposto para o ajuste coordenado de controladores.

## C A P Í T U L O 3

## MODELAGEM DO SISTEMA DE POTÊNCIA

## 3.1 INTRODUÇÃO

O conjunto de equações diferenciais e algébricas que representam o sistema de potência é obtido a partir dos modelos de seus componentes. A linearização deste conjunto de equações permite calcular a matriz aumentada do sistema.

Neste capítulo será apresentado um resumo sobre a construção da matriz aumentada com ênfase na inclusão do CER e sinal adicional. Maiores detalhes sobre a implementação da matriz indicada podem ser encontrados em [11].

## 3.2 A MATRIZ AUMENTADA E A MATRIZ DE ESTADOS

Linearizando-se as equações que descrevem o sistema de potência ao redor de um ponto de operação  $(\underline{x}^0, \underline{z}^0)$  fornecido pelo fluxo de potência, pode-se construir o seguinte sistema de equações:

$$\begin{bmatrix} \Delta \underline{\dot{x}} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} J1 & J2 \\ J3 & J4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \underline{x} \\ \Delta \underline{z} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} \Delta u \quad (3.1)$$

$$y = \begin{bmatrix} c_1 & c_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \underline{x} \\ \Delta \underline{z} \end{bmatrix}$$

onde  $\underline{x}$  : vetor de variáveis de estado

$\underline{z}$  : vetor de variáveis algébricas

$\begin{bmatrix} J1 & J2 \\ J3 & J4 \end{bmatrix}$  : matriz aumentada

$b_1, b_2$  : vetores coluna de entrada

$c_1, c_2$  : vetores linha de saída

$y$  : variável de saída

Como pode ser observado, a representação da matriz aumentada dada pelo conjunto de equações (3.1), permite preservar a identidade das variáveis de estado e algébricas.

A representação em termos de variáveis de estado pode ser obtida eliminando-se as variáveis algébricas das equações diferenciais. Isto resulta no sistema de equações a seguir:

$$\begin{aligned}\Delta \dot{\underline{x}} &= A \Delta \underline{x} + B \Delta u \\ y &= C \Delta \underline{x} + D \Delta u\end{aligned}\tag{3.2}$$

onde:

$$A = J1 - J2 (J4)^{-1} J3\tag{3.3}$$

$$B = b_1 - J2 (J4)^{-1} b_2\tag{3.4}$$

$$C = c_1 - c_2 (J4)^{-1} J3\tag{3.5}$$

$$D = -c_2 (J4)^{-1} b_2\tag{3.6}$$

A matriz de estados (A) é calculada eficientemente realizando-se uma eliminação de Gauss convencional, de modo a eliminar-se a dependência das variáveis algébricas nas equações diferenciais.

### 3.3 MODELAGEM DOS COMPONENTES

Os diferentes componentes dos sistemas de potência, tais como geradores síncronos, sistemas de excitação, reguladores, cargas, etc. podem ser representados na matriz aumentada linearizando-se as equações diferenciais e algébricas que descrevem seu comportamento.

No Apêndice A são descritos os modelos 1,2,3,4 e 5 comumente usados para representar a máquina síncrona. Também é apresentada uma forma geral para modelar os blocos tipo "avanço-atraso", "wash-out" e derivador que são utilizados para a formulação dos

controladores e sinais adicionais empregados no trabalho.

Os geradores e as cargas são considerados como injeções de corrente nas equações da rede segundo é mostrado na equação a seguir:

$$\underline{I}_{ger} + \underline{I}_{car} - Y_{exp} \underline{V} = 0 \quad (3.7)$$

onde:

$\underline{I}_{ger}$ : Vetor de correntes injetadas pelos geradores expandido em termos reais e imaginários.

$\underline{I}_{car}$ : Vetor de corrente (-) injetadas pelas cargas, expandido em termos reais e imaginários.

$Y_{exp}$ : Matriz admitância da rede expandida nas partes real e imaginária ( $Y=G+jB$ ).

$\underline{V}$  : Vetor de tensões das barras expandido em termos reais e imaginários.

As cargas são modeladas como parcelas de potência, corrente ou impedância constante (equações (3.8) e (3.9)). Modifica-se assim a matriz de admitâncias da rede ( $Y_{exp}$ ) nos elementos da diagonal principal como é mostrado na figura 3.1.

$$P = A + B V + C V^2 \quad (3.8)$$

$$Q = D + E V + F V^2 \quad (3.9)$$

onde:

$$\text{carga} = P + j Q$$

$G_{ii} - \frac{\partial I_{car}}{\partial V_{re}}$	$-B_{ii} - \frac{\partial I_{car}}{\partial V_{im}}$
$B_{ii} - \frac{\partial I_{car}}{\partial V_{re}}$	$G_{ii} - \frac{\partial I_{car}}{\partial V_{im}}$

Figura 3.1 Elementos da diagonal do  $Y_{exp}$  quando as cargas são consideradas como injeções de corrente.

A representação da "barra infinita" que é usada para modelar o sistema externo, é feita com o modelo 1 ou modelo clássico com  $H$  elevado e  $x_d' \cong 0$ . Quando a barra infinita apresenta geração (por exemplo negativa), produto do equivalente usado para representar o sistema externo, deve-se observar se ela será considerada como geração ou carga.

A modelagem de outros componentes tais como sistemas de excitação, turbinas e seus controladores dependerá dos modelos considerados.

Desde que a matriz aumentada permite preservar a identidade das variáveis algébricas (corrente dos geradores e tensões de todas as barras), qualquer sinal adicional que depende de variáveis de estado e das variáveis algébricas mencionadas pode ser facilmente obtido. Por exemplo a frequência da barra terminal é obtida através da derivada da equação:

$$\Delta\theta = \frac{V_{re}}{V^2} \Delta V_{im} - \frac{V_{im}}{V^2} \Delta V_{re} \quad (3.10)$$

onde:

$\Delta\theta$  é o ângulo da barra terminal

O diagrama de blocos considerado para a modelagem do CER tipo FC-TCR da figura 3.2 com sinal suplementar derivado da frequência da barra terminal é aquele apresentado na figura 3.3. O CER é incluído nas equações da rede como injeção de corrente na barra incorporando-o segundo a equação (3.11).

$$\underline{I}_{CER} + \underline{I}_{ger} + \underline{I}_{car} - Y_{exp} \underline{V} = \underline{0} \quad (3.11)$$



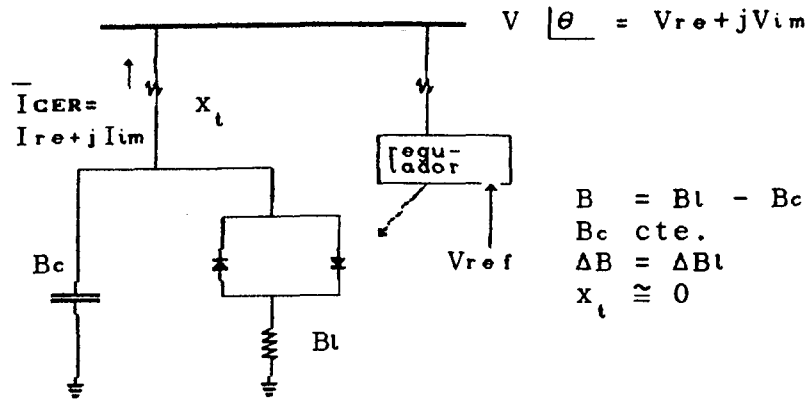


Figura 3.2 CER do tipo FC-TCR

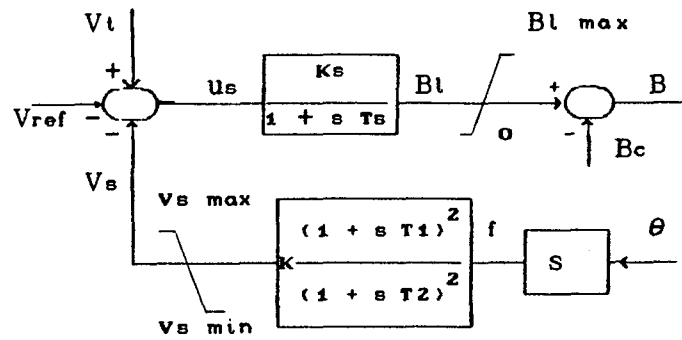


Figura 3.3 Modelo do CER com sinal suplementar derivado da frequência da barra

Do diagrama de blocos da figura 3.3 resulta as quatro seguintes equações diferenciais que são incluídas na matriz aumentada:

$$\dot{\Delta B} = -\frac{1}{T_s} \Delta B + \frac{K_s}{T_s} \left[ \frac{V_{im}}{V} \Delta V_{im} + \frac{V_{re}}{V} \Delta V_{re} \right] - \frac{K_s}{T_s} \left[ \Delta S_2 + g_1 \Delta S_1 + g_1^2 \kappa \frac{V_{re}}{T_d V^2} \Delta V_{im} - g_1^2 \kappa \frac{V_{im}}{T_d V^2} \Delta V_{re} - g_1^2 \frac{\kappa}{T_d} \Delta X \right] \quad (3.12)$$

$$\dot{\Delta S_1} = -\frac{1}{T_2} \Delta S_1 + \beta \kappa \left[ \frac{V_{re}}{T_d V^2} \Delta V_{im} - \frac{V_{im}}{T_d V^2} \Delta V_{re} - \frac{1}{T_d} \Delta X \right] \quad (3.13)$$

$$\dot{\Delta S_2} = -\frac{1}{T_2} \Delta S_2 + \beta \Delta S_1 + \kappa \alpha \left[ \frac{V_{re}}{T_d V^2} \Delta V_{im} - \frac{V_{im}}{T_d V^2} \Delta V_{re} - \frac{1}{T_d} \Delta X \right] \quad (3.14)$$

$$\dot{\Delta X} = -\frac{1}{T_d} \Delta X + \frac{V_{re}}{T_d V^2} \Delta V_{im} - \frac{V_{im}}{T_d V^2} \Delta V_{re} \quad (3.15)$$

onde :

$S_1, S_2$  : variáveis de estado auxiliares para o controlador

$X$  : variável de estado auxiliar para obter a frequência da barra

$\beta, \alpha, g_1, g_2$  : constantes

### 3.4 EXEMPLO ILUSTRATIVO

Com o objetivo de mostrar a estrutura e o grande número de elementos nulos da matriz aumentada é apresentada a figura 3.4. que corresponde ao sistema 1 - modelo 2 do capítulo 5.

O sistema 1 possui 3 máquinas, 2 RAT's, 2 ESP's sem "wash-out", um CER com controlador adicional que usa a frequência da barra terminal como sinal de entrada e 9 barras.

O número total de variáveis de estado é 18, das algébricas é 24, resultando portanto, em uma matriz quadrada real não simétrica de dimensão total 42.

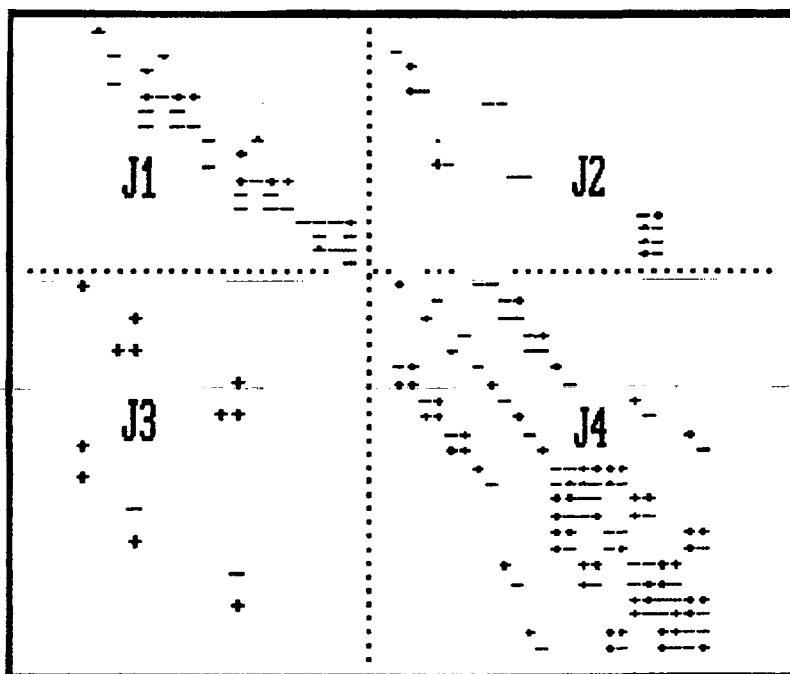


Figura 3.4 Aspecto da matriz aumentada para o sistema 1 - modelo 2

O vetor de variáveis de estado é dado por:

$$\begin{aligned}\Delta \underline{X} &= [\Delta \underline{X}_1, \Delta \underline{X}_2, \Delta \underline{X}_3, \Delta \text{CER}]^t \\ \Delta \underline{X}_1 &= [\Delta \delta_1, \Delta \omega_1] \\ \Delta \underline{X}_i &= [\Delta E_{q_i}, \Delta \delta_i, \Delta \omega_i, \Delta E_{f_i}, \Delta S_{1_i}, \Delta S_{2_i}] \quad (i=2,3) \\ \Delta \text{CER} &= [\Delta B, \Delta S_1, \Delta S_2, \Delta X]\end{aligned}$$

e o vetor de variáveis algébricas é dado por:

$$\begin{aligned}\Delta \underline{Z} &= [\Delta \underline{Z}_1, \Delta \underline{Z}_2, \Delta \underline{Z}_3, \Delta \underline{V}]^t \\ \Delta \underline{Z}_i &= [\Delta I_{d_i}, \Delta I_{q_i}] \quad (i=1,2,3) \\ \Delta \underline{V} &= [\Delta V_{im_j}, \Delta V_{re_j}] \quad (j=1,2,\dots,9)\end{aligned}$$

a ordem  $([V_{im}, V_{re}])$  para os componentes do vetor de tensões da barra ( $\underline{V}$ ), se faz necessária para evitar elementos diagonais fracos ou até nulos dada a representação de linhas de transmissão e transformadores na matriz aumentada.

A redundância das variáveis de estado  $\Delta \delta$  e  $\Delta \omega$  no exemplo apresentado, leva ao aparecimento de 2 autovalores nulos. Estes autovalores nulos estão muito mal condicionados e fortemente dependentes do cálculo das condições iniciais e precisão numérica.

O cálculo da matriz de estados a partir da matriz aumentada está também fortemente influenciado pelas condições iniciais (fluxo de potência) e a precisão numérica empregada. Estas observações concordam com o resultados previamente publicados em [14].

A esparsidade da matriz aumentada da figura 3.4 é de 89.1%. Em sistemas maiores onde o número de barras é muito maior que o de geradores, o número de elementos não nulos é menor que 3% [11].

### 3.5 USO E VANTAGENS DA MATRIZ AUMENTADA

A formulação da matriz aumentada preserva a identidade das variáveis de estado e algébricas, além de permitir conservar a identidade das barras diferentes das de geração. Como consequência, podem ser modelados e incluídos naturalmente os diversos componentes do sistema elétrico, tais como sistemas de regulação de velocidade, motores de indução, cargas de diferentes tipos, sinais estabilizadores, compensadores estáticos de reativo, etc. A implementação de sinais adicionais para o uso dos controladores é também facilitada, pois elas podem ser uma combinação de variáveis de estado e algébricas. Isto também facilita o projeto de controladores.

O grande número de elementos nulos da matriz aumentada permite a formulação de algoritmos eficientes que usam técnicas de esparsidade. Neste sentido, a matriz aumentada é adequada para a representação e estudos de estabilidade dinâmica de sistemas de grande porte. São exemplos desta abordagem: o algoritmo de iteração inversa para cálculo de autovalores [11], o algoritmo apresentado em [8] para cálculo de zeros e o algoritmo de posicionamento de polos proposto neste trabalho.

A matriz aumentada permite também a representação dos geradores com qualquer modelo apropriado.

### 3.6 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi elaborado um resumo sobre construção da matriz aumentada. O uso desta matriz apresenta muitas facilidades para a implementação de algoritmos relacionados com projetos de controladores em sistemas de grande porte.

No próximo capítulo será descrito o algoritmo de posicionamento de pólos proposto pelo trabalho.

## C A P Í T U L O 4

ALGORITMO PARA POSICIONAMENTO DE PÓLOS  
EMPREGANDO-SE A MATRIZ AUMENTADA

## 4.1 INTRODUÇÃO

O cálculo dos autovalores a partir das equações linearizadas que descrevem o sistema de potência permite conhecer a posição dos modos eletromecânicos no plano complexo. Quando estes modos são pouco ou até negativamente amortecidos, pode-se realocá-los utilizando-se técnicas de posicionamento de polos. Desta forma, especificando-se convenientemente a posição dos autovalores pode-se aumentar o amortecimento dos modos eletromecânicos que governam a resposta do sistema.

Os algoritmos de posicionamento de polos que podem ser encontrados na literatura usualmente utilizam a matriz de estados [9,12,15,37,40]. Em geral a teoria de sistemas lineares [5,41,47] sofre desta limitação e pouca informação pode ser encontrada quanto a sistemas formulados em termos de variáveis de estado e algébricas.

Embora as equações (3.3) a (3.6) do capítulo anterior possam ser obtidas a partir da matriz aumentada, permitindo a aplicação de algoritmos formulados em termos da matriz de estado, tal abordagem implica na perda das vantagens da matriz aumentada mencionadas no capítulo 3. A matriz  $A$  e os vetores  $B$  e  $C$  são pouco esparsos e requerem a eliminação das variáveis algébricas segundo as equações mencionadas, podendo ficar o algoritmo, quando implementado em computador, sujeito a problemas numéricos e de disponibilidade de memória. Isto especialmente pode acontecer no projeto de controladores quando o controlador usa um sinal que é

combinação de variáveis de estado e algébricas, tais como a frequência da barra e a potência elétrica.

O problema de posicionamento de polos em sistemas de potência multimáquina é complexo. A teoria de sistemas lineares fornece importantes ferramentas com potencial para aplicação a este problema [5]. Um exemplo destas ferramentas são os algoritmos para posicionamento de polos. Uma revisão da teoria de posicionamento de polos e sua aplicação a sistemas de potência pode ser encontrada na tese de mestrado apresentada em 1991 por R.G.C.Teive [9].

Como já foi mencionado, em sistemas elétricos de grande porte há necessidade de formulação de algoritmos que usem a matriz aumentada sem formação da matriz de estados, isto é, sem a eliminação das variáveis algébricas.

Neste capítulo é formalizado o algoritmo proposto pelo trabalho para posicionamento de polos usando-se a matriz aumentada. Os controladores implementados são de segunda ordem e podem usar qualquer sinal que depende de variáveis de estado e/ou algébricas, segundo o que foi apresentado no capítulo 3.

## 4.2 O ALGORITMO

Seja o sistema de potência linearizado representado por:

$$\Delta \dot{x} = J1 \Delta x + J2 \Delta z + B1 \Delta U \quad (4.1)$$

$$0 = J3 \Delta x + J4 \Delta z + B2 \Delta U \quad (4.2)$$

$$\Delta Y = C1 \Delta x + C2 \Delta z \quad (4.3)$$

Onde:

x : vetor de variáveis de estado  
 z : vetor de variáveis algébricas  
 B1,B2 : matrizes de entradas  
 C1,C2 : matrizes de saídas  
 ΔY : vetor de variáveis de saída

$\begin{vmatrix} J1 & J2 \\ J3 & J4 \end{vmatrix}$  : matriz aumentada  
 $\Delta U$  : variáveis de entrada

Usando-se a transformada de Laplace (s) no sistema de equações (4.1) a (4.3) e, escolhendo-se uma entrada  $u(s)$  e uma saída  $y(s)$ , pode ser encontrada a função de transferência  $M(s)$  do sistema dada pela equação a seguir:

$$M(s) = \frac{y(s)}{u(s)} = \begin{vmatrix} c_1 & c_2 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} sI - J1 & -J2 \\ -J3 & -J4 \end{vmatrix}^{-1} \begin{vmatrix} b_1 \\ b_2 \end{vmatrix} \quad (4.4)$$

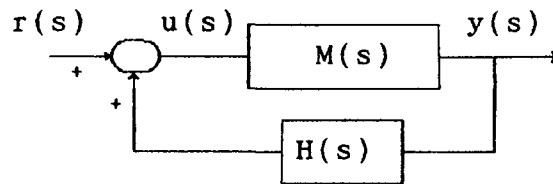


Figura 4.1 Sistema realimentado

Se for incluído um compensador dinâmico realimentado pela saída através da função de transferência  $H(s) = u(s)/y(s)$  mostrado na figura 4.1, a função de transferência em malha fechada resulta em:

$$\frac{y(s)}{r(s)} = \frac{M(s)}{1 - M(s) H(s)} \quad (4.5)$$

A equação característica de (4.5) é dada por:

$$1 - M(s) H(s) = 0 \quad (4.6)$$

A equação (4.6) fornece os polos do sistema em malha fechada. Logo para se obter uma função de transferência  $H(s)$  que posicione

um autovalor  $\lambda$  especificado em malha fechada, é necessário satisfazer a seguinte equação:

$$1 - M(\lambda) H(\lambda) = 0 \quad (4.7)$$

Assim, fazendo-se  $s = \lambda$  em (4.4), substituindo-se em (4.7) e isolando-se  $H(\lambda)$ , obtem-se a equação a seguir:

$$H(\lambda) = \frac{1}{|c_1 \ c_2| \begin{vmatrix} \lambda I - J_1 & -J_2 \\ -J_3 & -J_4 \end{vmatrix}^{-1} \begin{vmatrix} b_1 \\ b_2 \end{vmatrix}} \quad (4.8)$$

As seguintes observações devem ser feitas com relação à equação (4.8).

- O controlador  $H(s)$  empregado no trabalho é do tipo:

$$H(s) = K \frac{(1 + s T_1)^2}{(1 + s T_2)^2} \quad (4.9)$$

onde :

$K, T_1$  são projetados

$T_2$  é especificado

Se for considerado para o projeto do controlador o bloco "wash-out"  $[sT_w/(1+sT_w)]$ , ele deve ser incluído na equação (4.9) com  $T_w$  conhecido.

- Em sistemas de potência são projetados controladores do tipo descentralizado (entradas locais - saídas locais). Assim os vetores  $[c_1 \ c_2]$  e  $[b_1 \ b_2]^t$  têm um ou poucos elementos diferentes de zero. Logo são necessários apenas alguns elementos da inversa do denominador da equação (4.8).
- Se  $\lambda = \sigma + j \nu$  (autovalor em malha fechada a ser posicionado)



for um número complexo, substituindo-se  $H(\lambda)$  da equação (4.9) na equação (4.8) resulta em:

$$K [1 + \lambda T_1]^2 = \alpha + j \beta \quad (4.10)$$

onde:

$\alpha + j \beta$  : número complexo

Resolvendo-se para  $T_1$  e  $K$ , de (4.10) obtem-se um sistema de duas equações com duas incógnitas dadas a seguir:

$$C_1 T_1^2 + C_2 T_1 - \beta = 0 \quad (4.11)$$

$$K = \frac{\alpha}{(1 + C_3 T_1 + C_4 T_1^2)} \quad (4.12)$$

onde:

$C_1, C_2, C_3, C_4$  : constantes

Como a equação (4.11) é quadrática, ela admite duas soluções para  $T_1$  e por conseguinte (4.12) também fornece duas soluções correspondentes para  $K$ .

- Se o autovalor especificado  $\lambda = \sigma$  for um número real ( $\beta = 0$ ), a equação (4.10) resulta em:

$$(K - \alpha) + 2 K \sigma T_1 + K \sigma^2 T_1^2 = 0 \quad (4.13)$$

resultando em um sistema subdeterminado de uma equação com duas incógnitas. Para resolver (4.13), pode-se especificar o ganho ( $K$ ) do controlador e calcular  $T_1$  ou vice-versa.

- Se uma estrutura de controlador diferente da equação (4.9) for usada, ainda é possível aplicar o algoritmo encontrando-se uma equação similar a (4.10).

ALGORITMO:

Apresenta-se a seguir o algoritmo para posicionamento de  $n$  autovalores com  $n$  controladores para o ajuste coordenado dos parâmetros dos controladores em um sistema multimáquina de  $m$  máquinas. O método considera as interações dinâmicas entre as máquinas e é utilizada a técnica de posicionamento de polos com compensação dinâmica via realimentação descentralizada das saídas.

- i) Formar a matriz aumentada calculada no ponto de operação determinado pelo fluxo de potência.
- ii) Para  $i=1\dots n$ , especificar os autovalores a serem posicionados ( $\lambda_i$ ). Também devem ser especificados os valores iniciais para os controladores em projeto e a tolerância.
- iii) Para cada  $i = 1\dots n$ , usando os últimos valores para  $(T_{1i}, K_i)$ , formar a equação:

$$H_i = \frac{1}{|c_{1i} \ c_{2i}| \begin{vmatrix} \lambda_i I_i - J_{1i} & -J_{2i} \\ -J_{3i} & -J_{4i} \end{vmatrix}^{-1} \begin{vmatrix} b_{1i} \\ b_{2i} \end{vmatrix}}$$

e resolver para  $(T_{1i}, K_i)$ .

- iv) Se para  $i = 1\dots n$ ,  $(\Delta T_{1i}, \Delta K_i)$  estão dentro da tolerância pré-especificada, ir para v), se não ir para iii).
- v) Formar a matriz aumentada com todos os controladores projetados e calcular todos os autovalores do sistema compensado.

## 4.3 CONSIDERAÇÕES SOBRE O ALGORITMO

Com o intuito de mostrar visualmente o algoritmo proposto na seção anterior foi elaborada a figura 4.2. Nela pode-se observar

que, a idéia básica do método é abrir uma malha de controle, por exemplo a malha 1, e projetar os parâmetros de seu controlador com as demais malhas fechadas. Calculados os parâmetros do controlador 1, fecha-se esta malha e passa-se a projetar o controlador 2 de forma similar ao controlador 1. O processo é repetido até processar todos os controladores que estão sendo projetados. Processado o último controlador, volta-se ao controlador 1. O processo se repete até que a diferença dos parâmetros calculados para os controladores entre duas iterações sucessivas fique dentro da tolerância especificada.

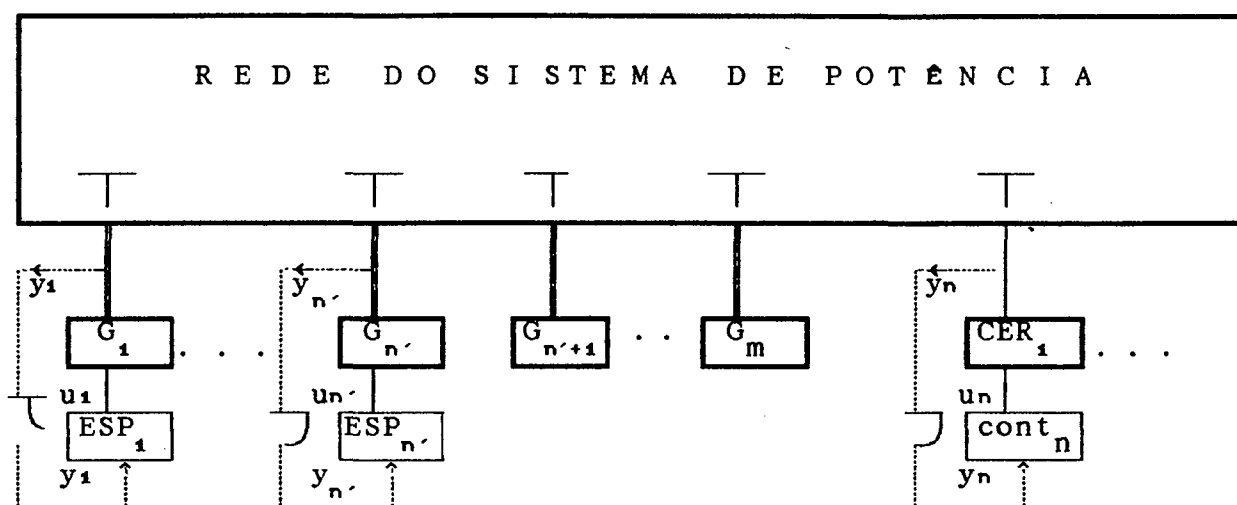


Figura 4.2 Representação do algoritmo de posicionamento de pólos

Como foi descrito no parágrafo anterior, o método leva em conta as interações dinâmicas que existem em um sistema de potência multimáquina, i.é, os parâmetros dos controladores previamente calculados para posicionar um dado modo eletromecânico são perturbados quando outras malhas são fechadas. O processo é

iterativo até alcançar uma dada tolerância. Como resultado, é conseguido um ajuste coordenado dos controladores sendo projetados, visando posicionar os modos eletromecânicos de interesse nas posições especificadas no plano complexo.

A versatilidade do algoritmo proposto é grande. Ele permite teoricamente projetar um número ilimitado de controladores desde que possa ser determinado e especificado o polo mais adequado. Ele também permite deixar outras malhas previamente projetadas fechadas, que podem corresponder por exemplo a controladores cujo projeto coordenado não se deseje realizar. Além do mais, ele permite o projeto de 1 até  $n$  controladores, incluídos aqueles controladores que usam sinais adicionais que são dependentes de variáveis algébricas.

A convergência do algoritmo não está demonstrada. No entanto a equação (4.11) admite duas soluções para  $T_1$  e, por conseguinte, em (4.12) também duas soluções correspondentes para  $K$ . A escolha de uma ou outra solução pode influenciar na convergência do algoritmo.

A solução da equação (4.8) (ver também as equações (4.11), (4.12) e (4.13)) garante que o autovalor especificado para o controlador apareça em malha fechada, mas não garante que seja o autovalor de interesse. Por outro lado, o algoritmo nada diz com respeito à posição dos outros autovalores em malha fechada (por ex. autovalores associados a sistema de excitação). Por esta razão é conveniente validar os resultados do projeto dos controladores com o cálculo de todos os autovalores em malha fechada, como também com simulações não-lineares para serem detetados outros possíveis problemas não observados na análise linear.

#### 4.4 CONSIDERAÇÕES SOBRE A IMPLEMENTAÇÃO

A implementação computacional eficiente do algoritmo de

posicionamento de polos formulado em termos da matriz aumentada requer o conhecimento da formação da matriz indicada.

Os controladores projetados para amortecimento de oscilações eletromecânicas em sistemas de potência são do tipo descentralizado, i.é., eles recebem como entrada sinais locais e atuam também sobre componentes locais do sistema. Considerando-se ainda que a formulação linearizada do sistema de potência em termos de variáveis de estado e algébricas (matriz aumentada) é empregada, obtem-se os vetores  $[b_1 \ b_2]^t$  de entrada e  $[c_1 \ c_2]$  de saída, para cada controlador em projeto, altamente esparsos.

Se os controladores em projeto são adicionados aos sistemas de excitação ou ao regulador de tensão do CER, o vetor  $[b_1 \ b_2]^t$  apresenta apenas um elemento diferente de zero.

Os controladores em projeto podem usar como sinais de entrada, por exemplo, a velocidade do rotor. Neste caso, sendo a velocidade do rotor uma variável de estado, o vetor de saída  $[c_1 \ c_2]$  apresenta apenas um elemento diferente de zero. A tabela 4.1 resume o número de elementos diferentes de zero para alguns sinais típicos que são usados pelos controladores para amortecimento. Nesta tabela pode-se observar a elevada esparsidade do vetor  $[c_1 \ c_2]$ .

Tabela 4.1 Número de elementos diferentes de zero para os vetores de saída

sinal adicional	C1	C2	equações
Velocidade	1	0	-
Frequência da barra	1	2	(3.15) - (A.26)
Potência elétrica	2	2	(A.12) ou (A.14)

A presença de apenas um elemento diferente de zero no vetor  $[b_1 \ b_2]^t$  exige o cálculo de apenas uma coluna da inversa do denominador da equação (4.8) e, o vetor  $[c_1 \ c_2]$  exige apenas um ou poucos elementos da coluna indicada. No caso do projeto de vários controladores com o algoritmo representado na figura 4.2, os vetores  $[b_1 \ b_2]^t$  e  $[c_1 \ c_2]$  mudam para cada controlador. Assim sendo, será necessário o cálculo de uma coluna diferente da inversa do denominador da equação (4.8) para cada controlador em projeto.

Deve-se também observar que para cada controlador em projeto, e a cada iteração, a matriz aumentada é modificada em apenas alguns elementos. São modificados os elementos diagonais da matriz correspondentes às variáveis de estado com o autovalor especificado para ser posicionado. Esta matriz também é modificada com a atualização dos parâmetros dos controladores calculados.

O problema do cálculo de uma coluna da inversa de uma matriz  $A$  pode ser transformado em um problema do tipo  $Ax = b$  (onde  $x$  é o vetor de incógnitas que corresponde a uma coluna da inversa da matriz  $A$ ).

Considerando-se que apenas alguns elementos da matriz aumentada mudam no processo iterativo para cálculo dos parâmetros dos controladores, pode-se pensar em implementar o algoritmo de forma que apenas uma vez seja formada a matriz aumentada. Identificando a posição dos elementos que requerem ser atualizados (dependentes dos parâmetros que são calculados iterativamente para os controladores), pode-se acessá-los diretamente implementando-se o algoritmo com técnicas adequadas de programação. Isto é eficientemente aproveitado na matriz aumentada devido ao pequeno

número de elementos diferentes de zero que existem nas linhas desta matriz.

Na figura 4.2, pode-se observar que há necessidade de abertura da malha de realimentação para o controlador sendo projetado. Isto pode ser implementado montando-se uma nova matriz aumentada sem as equações correspondentes ao controlador em projeto ou, simplesmente, zerando-se o ganho do controlador e atualizando-se os poucos elementos da matriz aumentada que dependem deste parâmetro.

Outros problemas relacionados com o cálculo de uma coluna da inversa da equação (4.8), tais como o aparecimento de pivôs fracos e problemas de condicionamento numérico, devem ser contornados empregando-se técnicas adequadas de solução de equações algébricas. São exemplos destas técnicas, técnicas de pivoteamento parcial de linha e pre-ordenamento das barras para minimizar enchiamentos.

#### 4.5 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi formalizado o algoritmo de posicionamento de polos que usa a matriz aumentada. O algoritmo permite o projeto de controladores incluindo o controlador do CER em sistemas de grande porte.

No próximo capítulo serão apresentados os resultados de aplicação do algoritmo proposto em vários exemplos na literatura.

## C A P Í T U L O   5 .

### R E S U L T A D O S

#### 5.1 INTRODUÇÃO

O algoritmo de posicionamento de polos formalizado no capítulo anterior, permite o ajuste coordenado dos controladores instalados em um sistema de potência multimaquina incluindo o controlador do compensador estático de reativo.

Neste capítulo são apresentados os resultados do projeto dos controladores em 4 sistemas: o sistema 1 possui três geradores, nove barras, nove linhas e um CER. O sistema 2 tem um gerador, uma barra infinita, quatro barras, três linhas e um CER. O sistema 3 possui quatro geradores, um motor síncrono, sete barras e sete linhas. O sistema 4 tem dez geradores, trinta e nove barras e quarenta e seis linhas.

Os controladores considerados são de segunda ordem que admitem dois polos e dois zeros reais. O projeto é realizado para sinais adicionais (ESP's) derivados da velocidade em [p.u.] e para o controlador do CER que usa a frequência da barra também em [p.u.].

Para testar o algoritmo proposto, como primeira parte do trabalho da elaboração da dissertação, foi implementado um programa de propósitos particulares que forma a matriz aumentada e calcula os controladores no sistema 1. Na segunda etapa foi implementado o programa CCSP (Cálculo de Controladores em Sistemas de Potência) usando-se linguagem PASCAL-V 4.0 da Microsoft. Este programa permite o cálculo dos parâmetros dos controladores para



um sistema de potência genérico. Na implementação do programa CCSP foram aproveitados muitos procedimentos elaborados em [10]. Para o cálculo de autovalores, fatores de participação e índices de localização foi usado o programa EIGEN, e para as simulações não-lineares o programa SIMUL também desenvolvidos em [10].

A descrição geral de todos os programas implementados e utilizados na elaboração da dissertação se encontra no Apêndice C.

## 5.2 SISTEMA 1

O sistema 1 da referência [1] é dado na figura 5.1. Todos os dados deste sistema podem ser encontrados no Apêndice B.

O estudo do sistema 1 é dividido em duas partes. Devido às limitações do programa inicialmente utilizado na pesquisa é apresentado na seção 5.2.1 um primeiro estudo considerando-se modelo 2 para os geradores das barras 2 e 3. O sistema resultante será denominado a seguir sistema 1-modelo 2. Em 5.2.2 é analisado o sistema 1-modelo 3, onde se considera para os geradores G2 e G3 os dados originais da referência da qual foi extraído. O estudo deste sistema, considerando-se diferentes modelos para os geradores, vem a contribuir para o conhecimento das diferenças que podem existir quanto a modelos de geradores e o comportamento do algoritmo proposto.

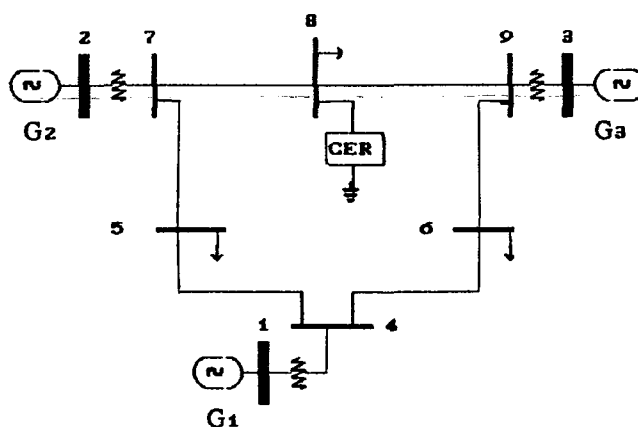


Figura 5.1. Diagrama unifilar - Sistema 1

### 5.2.1 SISTEMA 1 - MODELO 2

Define-se como sistema-base o sistema 1-modelo 2 com reguladores de tensão nos geradores G2 e G3 e sem CER. Todos os dados dos componentes deste sistema podem ser encontrados no Apêndice B.

A seguir são apresentados vários casos do projeto dos controladores para melhorar o amortecimento dos modos eletromecânicos empregando-se o algoritmo descrito no capítulo 4.

- CASO A: Primeiramente tenta-se melhorar o amortecimento dos modos eletromecânicos do sistema-base sem compensador estático. Somente são projetados os ESP's dos geradores G2 e G3.
- CASO B: Neste caso tenta-se alcançar os mesmos resultados do caso A, mas com o sistema-base acrescido do compensador estático na barra 8 sem controle suplementar.
- CASO C: É realizado o projeto do controlador do CER no sistema-base. Os resultados mostram a forte influência do controlador do compensador estático localizado na barra 8 no modo eletromecânico 2 identificado na Tabela 5.1. Verifica-se assim os resultados obtidos em [10].
- CASO D: É mostrada a aplicação do algoritmo proposto para o ajuste coordenado do ESP do gerador G3 e do controlador do compensador estático.
- CASO E: O caso E trata do projeto coordenado dos ESP's nos geradores G2 e G3 e o controlador do CER. Neste caso pode observar-se que existem mais controladores que modos eletromecânicos. Assim sendo, é necessário especificar, no algoritmo proposto, um outro autovalor além dos modos eletromecânicos. Este outro autovalor pode ser o autovalor real  $s = -64.763$  em MA

associado a variável  $\Delta B$  do CER. No lugar das raízes da figura 5.2 pode-se observar que este autovalor real se movimenta muito pouco para valores usuais de ganho do controlador do CER. No entanto o modo eletromecânico 2 é deslocado significativamente para a esquerda do plano complexo. A última observação também foi descrita em [13]. Deve-se observar no entanto que o posicionamento do autovalor real apresentado é feito em caráter experimental e pode sugerir a formulação de algoritmos que posicionem toda a auto-estrutura.

Em todos os casos, os ESP's usam a velocidade e o controlador do CER a frequência da barra como sinais suplementares. Todos os controladores são dados pela equação (4.9) com  $T_2 = 0.05$ . No caso de se especificar um autovalor complexo, as equações (4.11) e (4.12) são usadas. No caso E em que foi especificado um autovalor real, a equação (4.13) é usada especificando-se o ganho ( $K$ ) do controlador do compensador estático. No projeto de todos estes controladores não foram considerados os blocos "wash-out".

A Tabela 5.1 mostra os modos eletromecânicos em malha aberta, i.é. sem nenhum controlador, correspondentes aos casos descritos. Na Tabela 5.2 são apresentados os parâmetros dos controladores resultantes para alcançar o amortecimento desejado. Em todos os casos a tolerância empregada foi de 0.001, e a convergência do processo quando mais de um controlador é projetado foi conseguida em menos de 6 iterações. Os autovalores foram sempre exatamente posicionados, razão pela qual não são apresentados os modos eletromecânicos em malha fechada. Todos os resultados são verificados com simulações não-lineares no tempo, das quais aquela correspondente ao caso E é apresentada na figura 5.5.

Tabela 5.1: Modos eletromecânicos em malha aberta para o sistema 1 - modelo 2

CASO	nome	autovalor	amortecimento $\xi$ (%)
A sem CER	modo 1	$-0.5866 \pm j11.9555$	4.9
	modo 2	$-0.4792 \pm j8.5555$	5.6
B,C,D,E com CER	modo 1	$-0.5433 \pm j11.901$	4.6
	modo 2	$-0.2847 \pm j8.5319$	3.3
	*	-64.763	

\* autovalor associado à variável  $\Delta B$  do CER

Tabela 5.2: Resultado do projeto dos controladores para o sistema 1 - modelo 2

CASO	Controlador i	autovalor especificado		parâmetros do controlador	
		$\lambda_i$	$\xi$ (%)	$K_i$	$T_{1i}$
A	2	$-2.5 + j8.0$	29.8	1.5955	0.3118
	3	$-3.0 + j13.8$	21.2	0.0643	1.7535
B	2	$-2.5 + j8.0$	29.8	0.4784	0.8778
	3	$-3.0 + j13.8$	21.2	0.1163	1.1546
C	1	$-2.5 + j8.0^*$	29.8	62.951	0.0126
D	1	$-2.5 + j8.0$	29.8	52.271	0.0157
	3	$-3.0 + j13.8$	21.2	0.4431	0.6708
E	1	-64.5		37.699	0.0171
	2	$-2.5 + j8.0$	29.8	2.1082	0.2006
	3	$-3.0 + j13.8$	21.2	0.2767	0.8694

i = 1 : controlador do CER  
 2 : ESP no G2  
 3 : ESP no G3

\* modo 1 em MF:  $-0.658 + j11.908$

Os resultados da tabela 5.2 mostram que o amortecimento dos modos eletromecânicos foi consideravelmente melhorado. Dos casos apresentados na tabela indicada, o caso A apresenta um avanço de fase considerável no controlador 3 ( $T_1/T_2 = 35.07$ ). No entanto, este avanço de fase é menor com a inclusão do compensador estático (caso B). Nos casos C e D, o ganho do controlador 1 do CER resulta em um valor um tanto elevado. No caso E, este ganho é especificado em  $K=37.699$ .

Na figura 5.2 foram representados os autovalores do sistema-base quando o ganho do controlador (ajustado com  $T_1=0.0171$

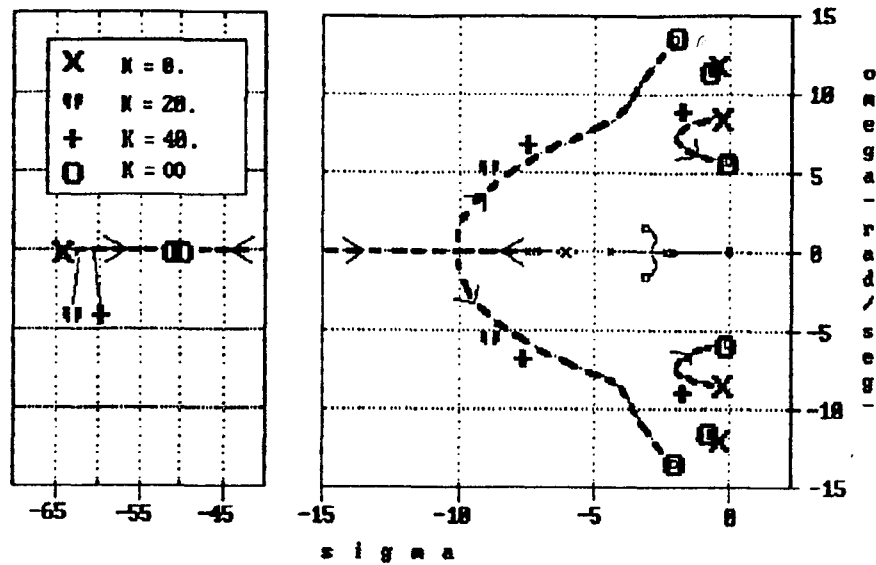


Figura 5.2. Diagrama do lugar das raízes para o controlador do CER. (sistema base sem ESP's)

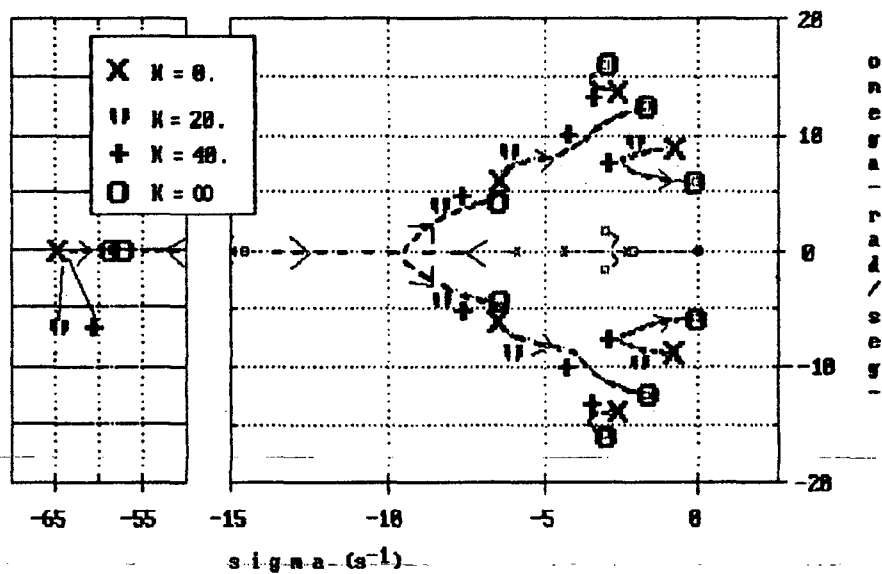


Figura 5.3 Diagrama do lugar das raízes para o controlador do CER. (sistema base com ESP's)

e  $T_2=0.05$ ) do compensador estático é variado de zero até  $+\infty$ . O autovalor mais negativo ( $-64.763$  em MA), está fortemente associado à variável de estado  $\Delta B$  do CER. A figura também mostra o forte

efeito deste controlador no modo eletromecânico 2 e do zero próximo ao modo eletromecânico 1 que impede que ele possa ser deslocado para a esquerda no plano complexo. Com a inclusão dos ESP's projetados no caso E, consegue-se que o modo 1 caminhe para outro zero, como é mostrado na figura 5.3.

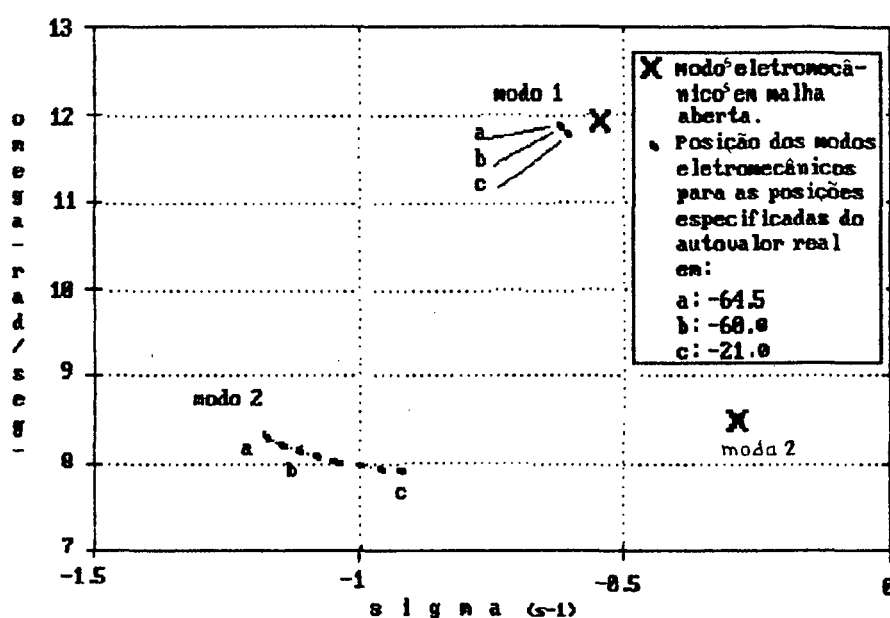
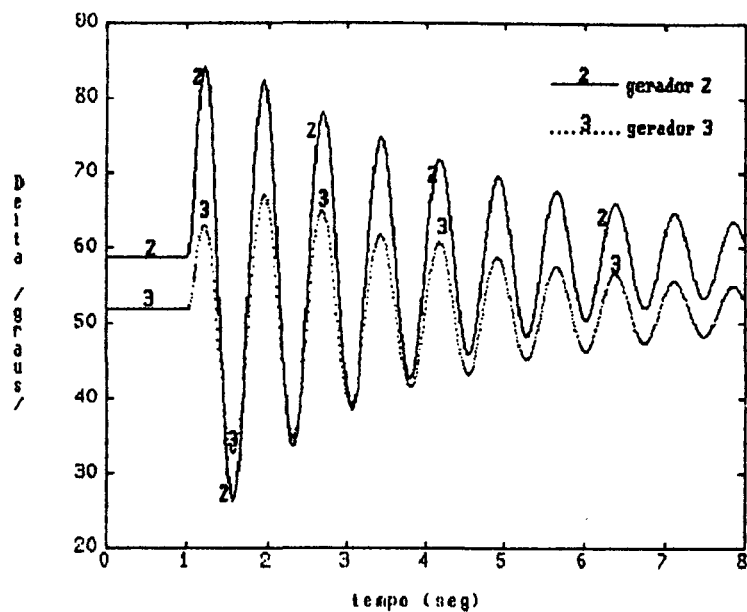


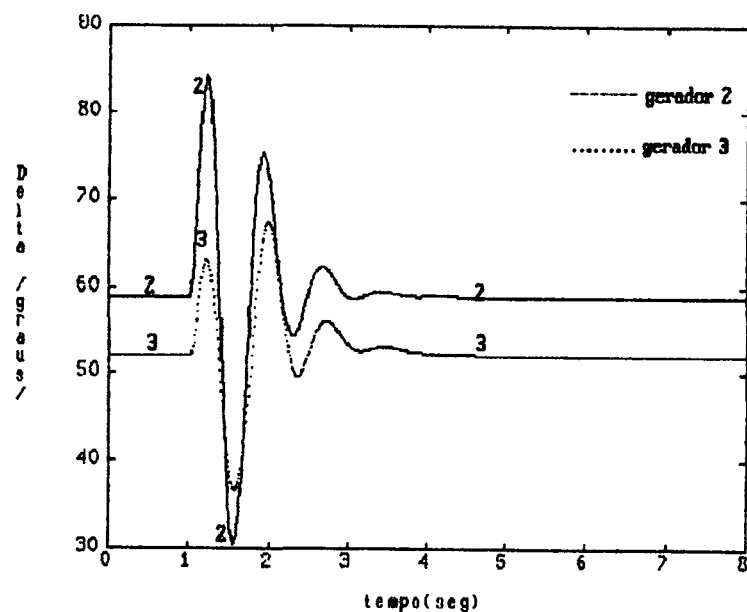
Figura 5.4. Posição no semiplano complexo superior dos modos eletromecânicos quando é projetado o controlador do CER para as posições especificadas do autovalor real entre -64.5 a -21.0.

A figura 5.4 mostra o semiplano superior do plano complexo onde é plotada a localização dos modos eletromecânicos 1 e 2 para diferentes posições especificadas para o autovalor real a ser posicionado pelo controlador do CER. Esta figura auxilia na escolha do autovalor real a ser especificado no caso E. Segundo a figura indicada o autovalor real deve ser posicionado próximo ao valor de MA ( $s = -64.763$ ). Posições para este autovalor muito maiores ao valor de malha aberta diminuem o amortecimento do modo eletromecânico 2, e posições especificadas do autovalor em questão menores que o va-

lor de MA levam, no sistema em estudo, ao aparecimento de soluções complexas para a constante T1. Estas soluções são inviáveis para a estrutura de controlador implementada no trabalho.



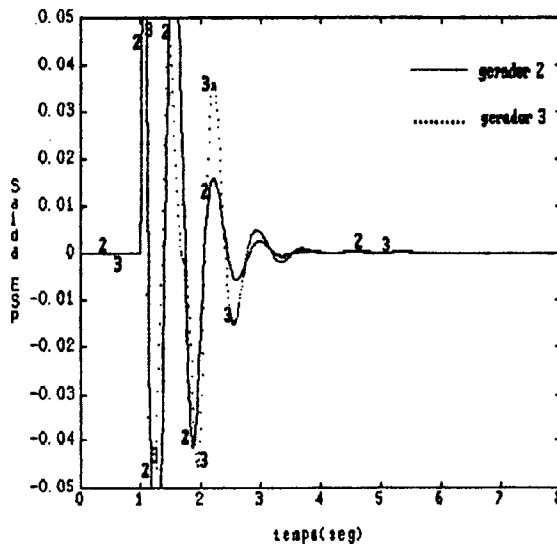
a)



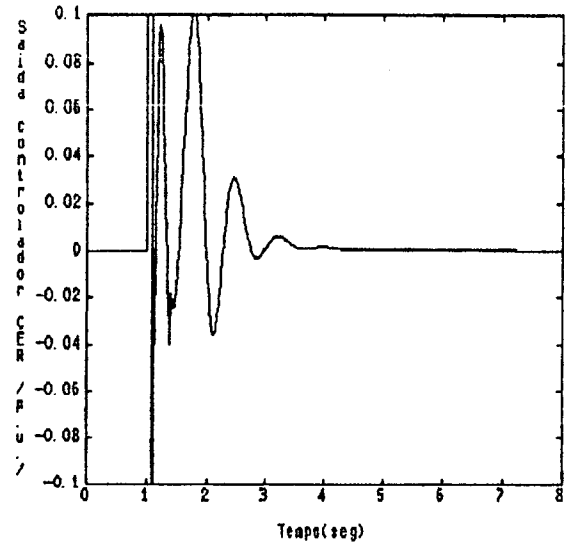
b)

**Figura 5.5** Resultados de simulação não-linear para o caso E do sistema 1 - modelo 2  
a) Em malha aberta  
b) Em malha fechada

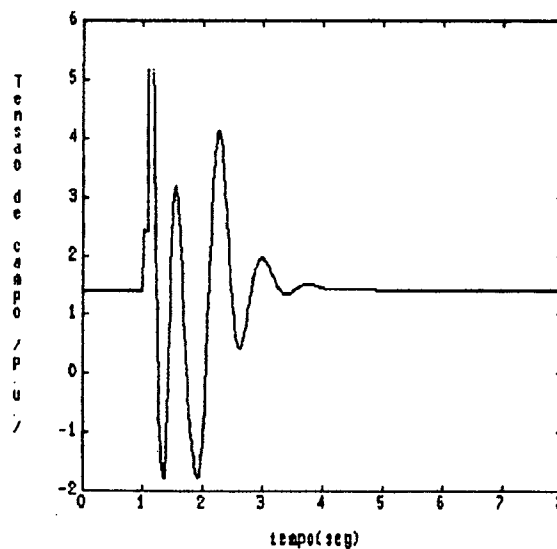
Na figura 5.5 são mostrados os resultados de simulação não-linear correspondentes ao caso E da tabela 5.2. A falta foi trifásica na barra 7 em  $t=1.0s$ . e retirada 0.087 segundos depois. Para estas simulações foi adicionado em todos os controladores um bloco tipo "wash-out" com  $T_w=10$  s. Nos gráficos a máquina 1 foi usada como referência. Nestes gráficos pode-se verificar o elevado amortecimento conseguido. Na figura 5.5.1 são mostrados as saídas dos controladores, a tensão de campo e a tensão da barra 8 para a mesma simulação não-linear descrita.



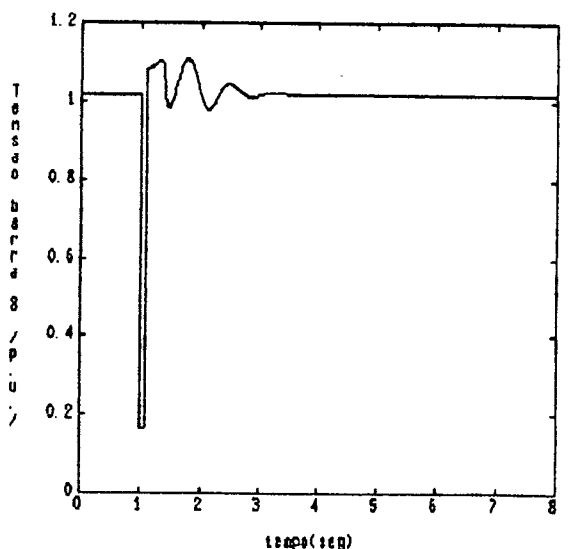
a) Sidas dos ESP's



b) saída do controlador do CER



c) Tensão de campo do G2



d) Tensão barra 8

Figura 5.5.1 Resultados de simulação não-linear para o caso E do sistema 1 - modelo 2



### 5.2.2 SISTEMA 1 - MODELO 3

Com o intuito de observar as diferenças que poderiam existir quanto a modelos de geradores e o comportamento do algoritmo, é desenvolvido o projeto dos controladores no sistema 1 considerando-se modelo 3 para as máquinas das barras 2 e 3. Todos os dados destes geradores podem ser encontrados na tabela b.2 do Apêndice B.

Para poder comparar os resultados com os obtidos na seção 5.2.1, serão analisados os casos A e E que correspondem exatamente aos da seção indicada.

A tabela 5.3 contem os modos eletromecânicos em malha aberta para os casos A e E. Nesta tabela pode-se observar a forte influência do modelo de máquina considerado na deterioração do amortecimento do modo 2 (estes valores são comparáveis com os da tabela 5.1).

Tabela 5.3: Modos eletromecânicos em malha aberta para o sistema 1 - modelo 3

CASO	nome	autovalor	amortecimento $\xi$ (%)
A sem CER	modo 1	$-0.640 \pm j12.887$	5.0
	modo 2	$-0.035 \pm j 8.706$	0.4
E com CER	modo 1	$-0.655 \pm j12.859$	5.1
	modo 2	$-0.161 \pm j 8.760$	1.8
	*	-45.934	

\* autovalor associado à variável  $\Delta B$  do CER

A tabela 5.4 mostra os resultados do projeto dos controladores para os casos A e E. Nesta tabela pode-se salientar a constante T1 negativa obtida em ambos os casos para o estabilizador do gerador G3. No caso E em que é posicionado um autovalor real, o ganho do controlador é especificado. O critério para a escolha da posição

do autovalor real foi o mesmo da seção 5.2.1, i.é, ele é posicionado o mais próximo do valor em malha aberta. A presença da constante  $T1$  negativa nestes casos, pode ser evitada especificando-se outra posição mais adequada para o modo 1 como será demonstrado mais adiante.

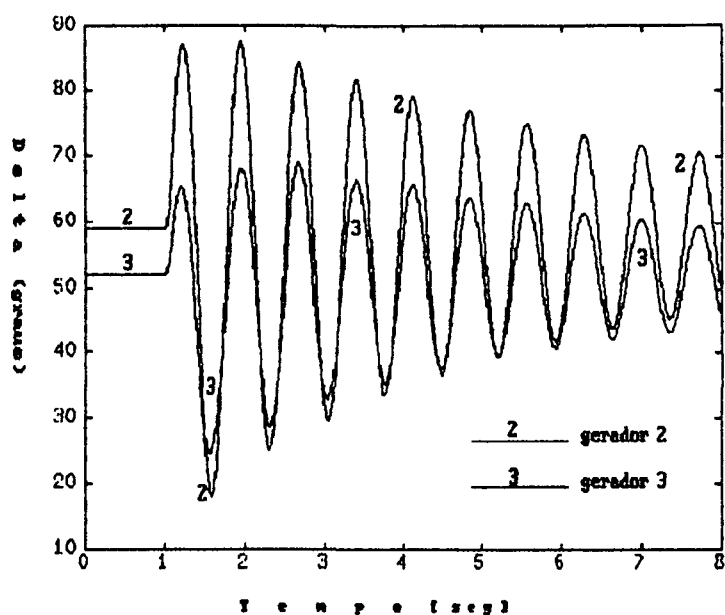
O número de iterações nos projetos descritos no parágrafo anterior foi menor que 10. A tolerância empregada foi de 0.001 e os autovalores foram sempre exatamente posicionados.

Tabela 5.4: Resultados do projeto dos controladores para o sistema 1-modelo 3

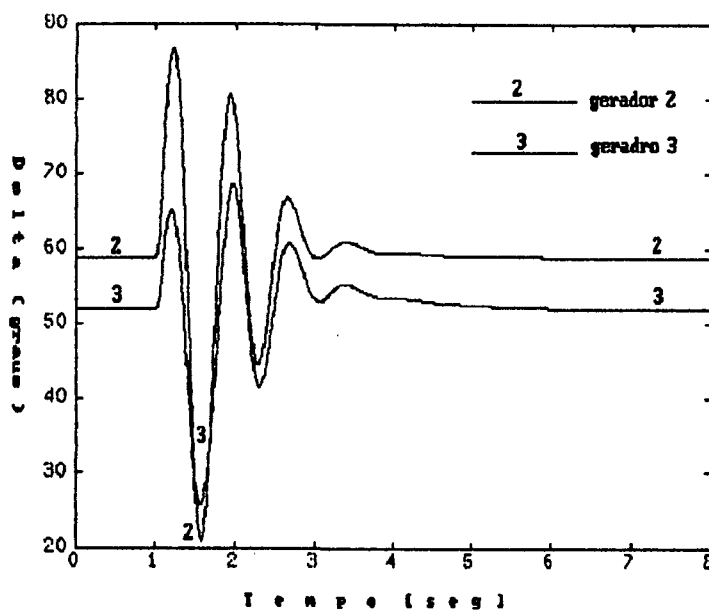
CASO	controlador $i$	autovalor especificado		parâmetros do controlador	
		$\lambda_i$	$\xi(\%)$	$K_i$	$T1_i$
A	2	$-2.5+j\ 8.0$	29.8	1.3491	0.5174
	3	$-3.0+j13.8$	21.2	1.4700	-0.2389
E	3	$-3.0+j13.8$	21.2	0.0905	-1.3975
	1	-45.5	-	37.7	0.0260
	2	$-2.5+j\ 8.0$	29.8	5.8788	0.1572

$i = 1$ : controlador do CER  
 $2$ : ESP no G2  
 $3$ : ESP no G3

A figura 5.6 mostra os resultados de simulação não-linear para o caso E considerando-se a mesma perturbação da seção 5.2.1. A figura 5.6.b) pode ser comparada com a figura 5.5.b) que é o resultado de simulação não-linear para o sistema 1 considerando-se modelo 2 para os geradores. Comparadas estas duas figuras pode-se observar que o comportamento transitório da resposta do sistema não é afetada pela presença da constante  $T1$  negativa para o controlador 3 do gerador G3 (tabela 5.4).



a)



b)

Figura 5.6 Resultados de simulação não-linear  
para o caso E do sistema 1 - modelo 3  
a) Em malha aberta  
b) Em malha fechada

Mostra-se no desenvolvimento seguinte como ainda é possível conseguir valores positivos para a constante  $T_1$  especificando-se

menor amortecimento para o modo 1. Este caso corresponde ao caso F que também mostra outra forma de aplicação do algoritmo proposto, realizando-se um ajuste sequencial dos controladores. O caso F é descrito a seguir.

CASO F: Neste caso o projeto se divide em duas etapas:

(1) Quando analisados os fatores de participação para os modos eletromecânicos, observa-se que o modo 1 da tabela 5.3 está fortemente associado ao gerador 3 (modo local). Este fato pode ser aproveitado para projetar só o controlador deste gerador, sem que ele afete significativamente o outro modo eletromecânico existente neste sistema de 3 máquinas. Neste caso o amortecimento do autovalor especificado tem que ser reduzido a  $s = -2 \pm j13.8$  para obter  $T1$  positivo para o controlador resultante do projeto. O controlador projetado é  $0.10 \frac{s+1.16}{s+0.05}$ .

(2) O algoritmo permite deixar malhas de controle fechadas, o que torna possível projetar os controladores do gerador G2 e do CER deixando a malha do gerador G3 fechada com o ESP projetado em (1). Os resultados do projeto destes dois controladores são mostrados na tabela 5.5. Os modos eletromecânicos em malha fechada com os controladores projetados nos itens (1) e (2) são apresentados na tabela 5.6.

Tabela 5.5 Resultados do projeto dos controladores para o caso F do sistema 1 - modelo 3

controlador i	autovalor especificado $\lambda_i$	parâmetros do controlador	
		$K_i$	$T1_i$
1	-45.5	37.7	0.0259
2	-2.5+j 8.0	3.320	0.2128

i = 1: controlador do CER  
2: ESP no G2

Tabela 5.6 Modos eletromecânicos em malha fechada para o caso F do sistema 1 - modelo 2

#	modo	amortecimento $\xi (\%)$
1	$-2.24 \pm j 14.14$	15.6
2	$-2.50 \pm j 8.0$	29.8

No caso F foi realizado um ajuste de controladores de forma sequencial para evitar a constante T1 negativa para o ESP do gerador G3. Deve-se observar, no entanto, que um ajuste coordenado dos controladores também pode ser alcançado especificando-se os modos eletromecânicos obtidos na tabela 5.6. Este caso mostra a necessidade da seleção adequada da posição do autovalor a ser especificado para o modo 1. Isto também foi observado nos casos analisados na seção 5.2.1 quando era considerado o modelo 2 para os geradores. A posição do zero muito próximo ao modo 1 de mais alta frequência no diagrama do lugar das raízes da figura 5.2, pode ser a explicação do fenômeno. Outros casos analisados durante a elaboração do trabalho mostraram também este zero próximo ao modo 1 para a função de transferência do ESP do gerador G2.

### 5.3 SISTEMA 2

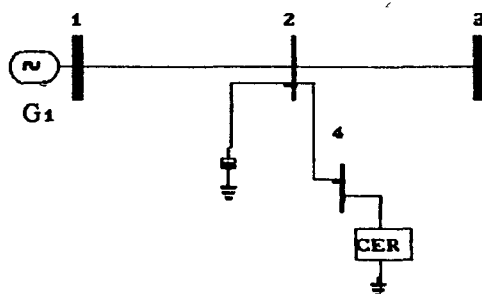


Figura 5.7 Diagrama unifilar - sistema 2

O sistema teste 2 corresponde ao primeiro sistema da referência [14] mostrado na figura 5.7. Todos os dados deste sistema, incluindo os do CER, podem ser encontrados no Apêndice 1 da referência indicada. Durante a elaboração do trabalho foram reproduzidos vários dos casos analisados neste artigo.

A tabela 5.7 mostra os autovalores do sistema 2 em malha aberta. Nesta tabela pode-se observar a presença de um autovalor com parte real positiva que corresponde ao modo eletromecânico deste sistema de um gerador e barra infinita.

Tabela 5.7 Autovalores em malha aberta para o sistema 2

autovalores
-420.0
-38.17
-13.27
+0.493±j5.089
-5.61
-3.63
-0.96±j0.17

Tabela 5.8 Módulos dos fatores de participação para os autovalores da tabela 5.7

variável de estado	autovalor	
	-420.0	0.493±j5.089
$\Delta E_d''$	0.001	0.004
$\Delta E_q''$	0.000	0.013
$\Delta E_q'$	0.000	0.090
$\Delta \delta$	0.000	0.447
$\Delta \omega$	0.000	0.447
$\Delta E_f$	0.000	0.028
$\Delta B_{CER}$	1.000	0.002
$\Delta S_{1CER}$	0.002	0.001
$\Delta S_{2CER}$	0.002	0.001

Para realizar o projeto coordenado do ESP que usa a velocidade como sinal suplementar para o gerador da barra 1 e o controlador do CER da barra 4, que usa como sinal suplementar a frequência da barra 2, pode ser aplicado o algoritmo de posicionamento de polos proposto. Neste caso é necessária a escolha de um outro autovalor diferente do eletromecânico. Como nos casos analisados no sistema 1, este autovalor pode ser o autovalor real associado à variável  $\Delta B$  do CER (tabela 5.8).

A tabela 5.9 mostra o resultado do projeto coordenado do ESP e o controlador do CER. A escolha da posição especificada para o autovalor real foi feita usando-se os mesmos critérios elaborados quando analisado o sistema 1.

**Tabela 5.9 Resultados do projeto dos controladores para o sistema 2**

controlador	autovalor especificado $\lambda$	parâmetros do controlador			
		K	T1	T2	Tw
do CER	-419.0	20.0	0.176	0.28	3.0
ESP	-2.0-j5.0 ( $\xi=37\%$ )	17.2	0.212	0.075	3.0

A tabela 5.10 mostra os autovalores do sistema 2 em malha fechada com os controladores da tabela 5.9. Nesta tabela pode-se observar o elevado amortecimento conseguido para o modo eletromecânico.

**Tabela 5.10 Autovalores em malha fechada para o sistema 2**

-1000.8	-3.9 ± j 0.5
-419.0	-3.0
-32.0 ± j 1.79	-0.95 ± j 0.2
-4.7 ± j 7.5	-0.34
-2.0 ± j 5.0	-0.33
-5.4	

#### 5.4 SISTEMA 3

O sistema 3 corresponde a um equivalente do sistema sul do Brasil apresentado em [14] e reproduzido na figura 5.8. Este equivalente não considera o elo de corrente contínua que existe neste sistema. Todos os dados podem ser encontrados no Apêndice 2 da referência indicada.

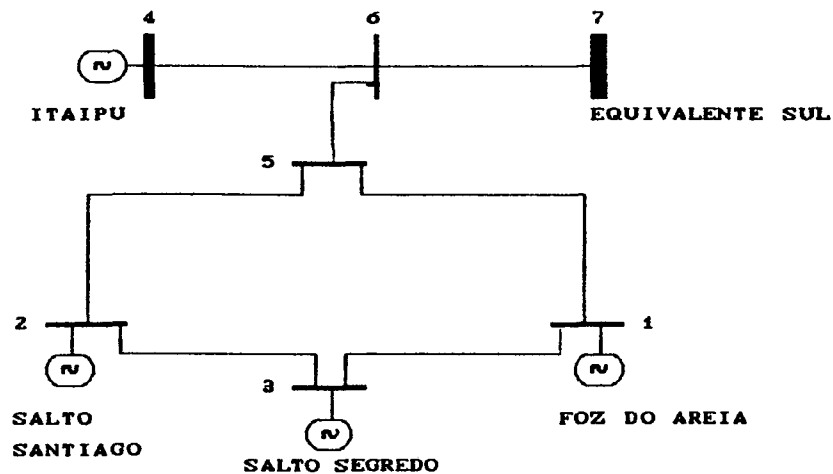


Figura 5.8 Diagrama unifilar - Sistema 3

Na tabela 5.11 são mostrados os modos eletromecânicos do sistema 3 em malha aberta. Nesta tabela pode-se observar a presença de um modo pouco amortecido e outro com amortecimento negativo.

Tabela 5.11 Modos eletromecânicos em malha aberta para o sistema 3

modo	amortecimento $\xi$ (%)
$-1.801 \pm j 9.176$	19.2
$-2.013 \pm j 9.168$	21.4
$+0.646 \pm j 5.392$	-11.9
$-0.226 \pm j 5.877$	3.8



Os fatores de participação dos autovalores nas variáveis de estado indicam que o candidato óbvio para a instalação de um sinal adicional para estabilizar o sistema é o gerador da barra 4. Neste sentido tentou-se posicionar o modo com amortecimento negativo da tabela 5.11 à esquerda do plano complexo. Várias tentativas foram feitas. Em todas elas o modo com amortecimento negativo permaneceu na direita do plano complexo. Analisando-se novamente os fatores de participação, verificou-se que o algoritmo levou o modo  $(-0.226 \pm j5.877)$  da tabela 5.11 à posição especificada, e não o modo desejado. Estes resultados confirmam a impossibilidade de estabilizar o sistema instalando-se só um sinal adicional no gerador da barra 4, como foi demonstrado em [14].

Como em [14], é possível estabilizar o sistema fechando outras malhas de controle. No caso, tentou-se estabilizar o sistema instalando-se ESP's nos quatro geradores que tem o sistema 3. Neste caso é possível estabilizar o sistema, mas verificou-se com os controladores projetados a ocorrência de outros autovalores pouco estáveis associados aos sistemas de excitação.

É também possível estabilizar o sistema sómente com dois ESP's instalados nos geradores das barras 3 e 4. Os resultados do projeto destes controladores são mostrados na tabela 5.12. Neste projeto, o número de iterações foi menor que 10 e a tolerância empregada foi de 0.001.

Tabela 5.12 Resultados do projeto dos controladores para o sistema a

barra #	controlador i	autovalor especificado $\lambda_i$	parâmetros do controlador			
			Ki	T1i	T2i	Twi
3	1	$-0.6 + j 6.0$	33.58	0.112	0.075	3.0
4	2	$-1.0 + j 5.0$	4.94	0.764	0.065	3.0

A tabela 5.13 mostra os modos eletromecânicos em malha fechada com os controladores projetados na tabela 5.12.

**Tabela 5.13 Modos eletromecânicos em malha fechada para o sistema 3**

modo	amortecimento $\xi$ (%)
$-0.787 \pm j10.836$	7.2
$-1.846 \pm j 9.185$	19.7
$-0.599 \pm j 6.000$	9.9
$-1.000 \pm j 5.000$	19.6

Os resultados da tabela 5.13 mostram que o sistema foi estabilizado. Neste caso não há presença de outros autovalores com baixo amortecimento. Os resultados da simulação não-linear são mostrados na figura 5.9. Nestas simulações a falta foi trifásica com impedância de falta de  $0.01+j0.05$  [p.u.] na barra 3 em  $t = 1$  s. e retirada com chaveamento da falta após 0.087 s. Nos gráficos, o ângulo interno do motor síncrono da barra 7 é usado como referência angular. Nestas simulações também pode-se observar a contribuição dos estabilizadores projetados quanto à estabilidade transitória do sistema.

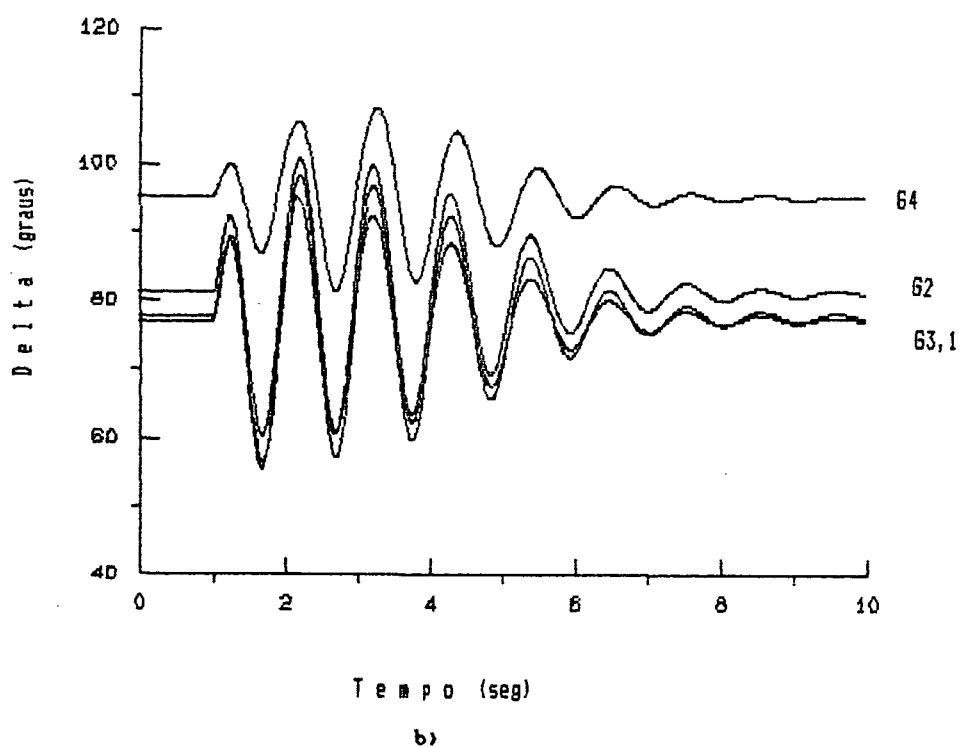
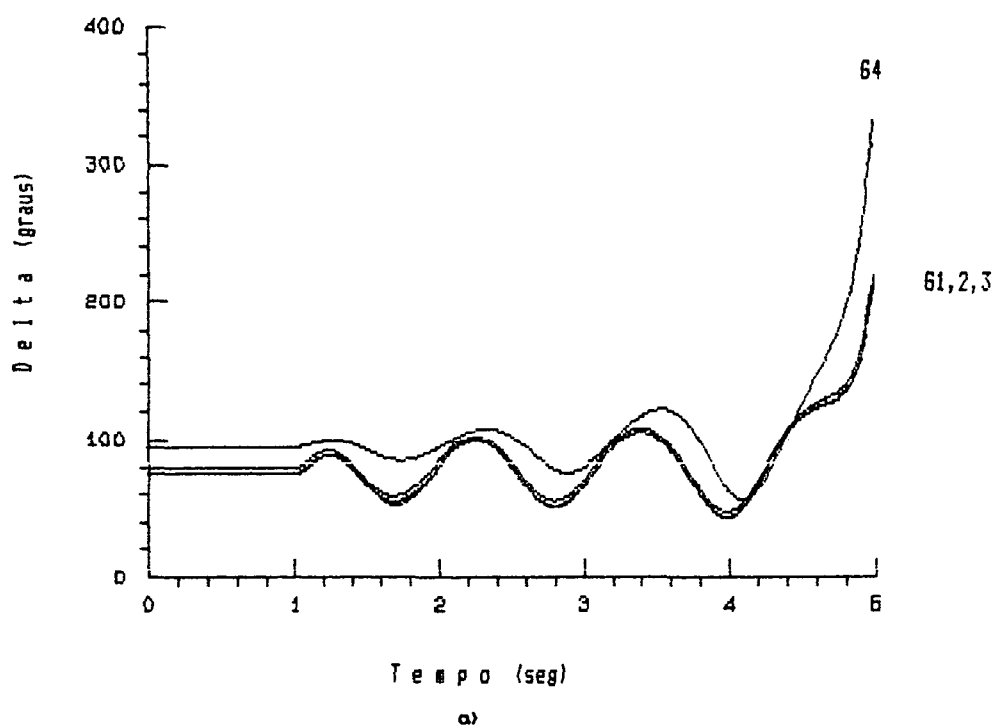


Figura 5.9 Resultados de simulação não-linear para o sistema 3

a) Em malha aberta

b) Em malha fechada (com 2 ESP's)

### 5.5 SISTEMA 4

O sistema 4 corresponde ao sistema conhecido como "New England". Todos os dados deste sistema podem ser encontrados no Apêndice F de [54]. Os dados dos sistemas de excitação são reproduzidos na tabela b.5 do Apêndice B.

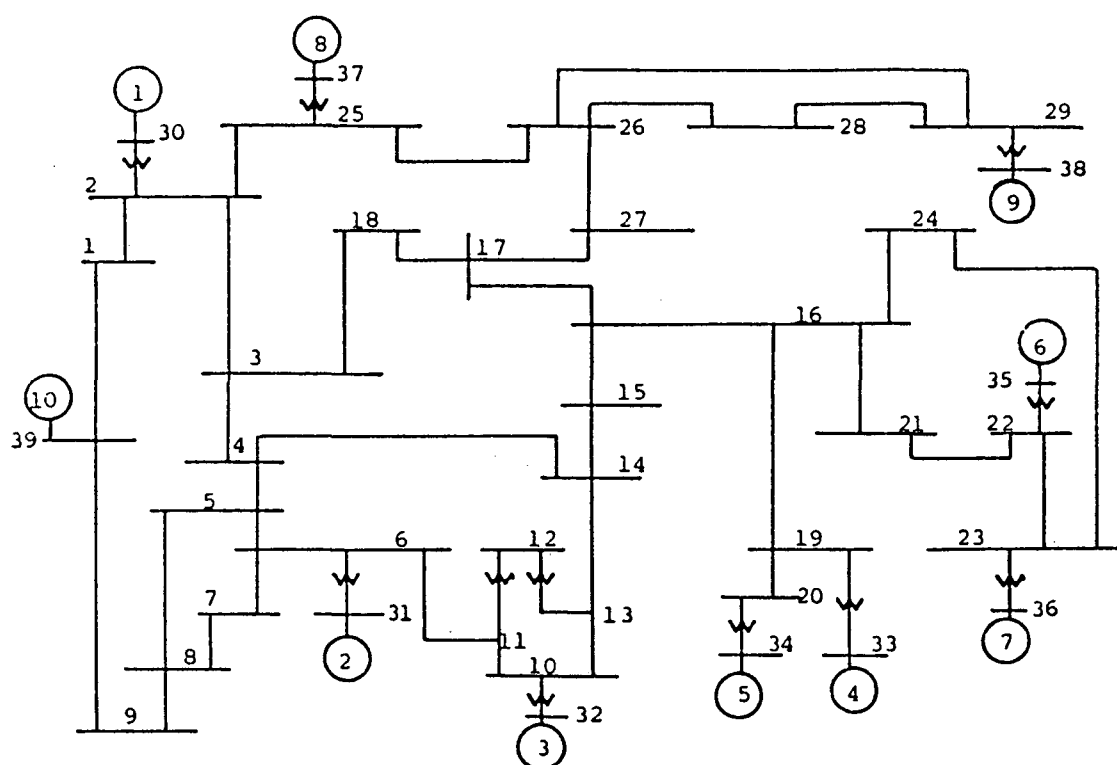


Figura 10. Diagrama unifilar - sistema 4

A tabela 5.14 mostra os modos eletromecânicos do sistema 4. Nesta tabela pode-se observar o baixo amortecimento que apresentam todos os modos eletromecânicos.

Tabela 5.14 Modos eletromecânicos em malha aberta para o sistema 4

modo	amortecimento $\xi$ (%)
$-0.469 \pm j 8.963$	5.2
$-0.412 \pm j 8.776$	4.7
$-0.369 \pm j 8.613$	4.2
$-0.283 \pm j 7.537$	3.7
$-0.112 \pm j 7.091$	1.5
$-0.296 \pm j 6.959$	4.2
$-0.280 \pm j 6.285$	4.4
$-0.291 \pm j 5.799$	5.0
$-0.251 \pm j 3.705$	6.8

A melhora do amortecimento dos modos eletromecânicos do sistema 4 implica na localização e ajuste de sinais adicionais. Em 5.5.1 é realizado o projeto somente de ESP's. Na seção 5.5.2 é realizado o projeto de ESP's e um CER com sinal suplementar.

#### 5.5.1 PROJETO DE ESP's

Analisando-se os fatores de participação dos modos eletromecânicos da tabela 5.14 e resultados apresentados na literatura [55], escolheu-se para a instalação de sinais adicionais os geradores das barras 30, 32, 36, 37 e 38.

A tabela 5.15 mostra o resultado do projeto dos 5 estabilizadores indicados no parágrafo anterior. A escolha do autovalor a ser especificado para a malha de controle correspondente foi feita considerando-se o maior módulo do fator de participação nas variáveis  $\Delta\delta$  e  $\Delta\omega$  dos geradores em projeto. O número de iterações foi menor que 5 e a tolerância empregada foi de 0.001.

Tabela 5.15 Resultado do projeto dos ESP's para o sistema 4

controlador		autovalor especificado $\lambda_i$	parâmetros do controlador			
i	barra #		$K_i$	$T1_i$	$T2_i$	$Tw_i$
1	30	$-0.40 + j \ 8.4$	22.918	1.242	0.05	10.0
2	37	$-0.85 + j \ 10.5$	20.970	0.805	0.05	10.0
3	32	$-0.70 + j \ 9.2$	9.415	1.441	0.05	10.0
4	36	$-0.90 + j \ 9.6$	3.929	0.563	0.05	10.0
5	38	$-0.50 + j \ 6.0$	0.509	1.217	0.05	10.0

Tabela 5.16 Modos eletromecânicos em malha fechada para o sistema 4 com 5 ESP's

modo	amortecimento $\xi$ (%)
$-0.850 \pm j \ 10.500$	8.1
$-0.900 \pm j \ 9.600$	9.3
$-0.700 \pm j \ 9.200$	7.6
$-0.405 \pm j \ 8.643$	4.6
$-0.400 \pm j \ 8.400$	4.7
$-0.414 \pm j \ 7.107$	5.8
$-0.389 \pm j \ 6.612$	5.9
$-0.500 \pm j \ 6.000$	8.3
$-0.780 \pm j \ 4.107$	18.6

A tabela 5.16 mostra os modos eletromecânicos para o sistema 4 com os 5 estabilizadores da tabela 5.15. Nesta tabela pode-se observar o amortecimento conseguido nos modos eletromecânicos. Amortecimentos maiores só são alcançados com parâmetros não usuais para os controladores, tais como ganhos negativos, ganhos muito elevados, constantes T1 negativas e de valor também elevado.

### 5.5.2 PROJETO DE ESP's E CONTROLADOR NO CER

Como foi apresentado, o algoritmo de posicionamento de polos permite também o projeto coordenado do controlador do CER. Neste caso é necessário escolher a barra mais adequada para instalar-se compensação estática como fonte de amortecimento. Neste sentido, os índices de localização (apresentados na seção 2.6 do capítulo 2,

também no apêndice d) informam sobre a barra mais adequada onde se instalar o compensador para amortecer um dado modo eletromecânico.

Na tabela 5.14 pode-se observar que o modo menos amortecido é aquele de 1.5% de amortecimento. Os índices de localização dados na tabela 5.17 informam que a barra mais adequada para instalar-se CER para amortecer o modo indicado é a barra 28 (a barra 29 é barra de geração). Esta barra apresenta também um índice maior para o modo inter-área de mais baixa frequência que está associado ao gerador de maior inércia da barra 39.

Tabela 5.17 Módulos dos maiores índices de localização do sistema 4

MODO \ índice	B A R R A			
	20	23	28	29
$-0.112 \pm j 7.091$	0.014	0.033	0.045	0.051
$-0.251 \pm j 3.705$	0.086	0.070	0.084	0.083

Na tabela 5.18 são mostrados os autovalores em malha aberta do sistema 4 com compensador estático de reativo na barra 28.

Tabela 5.18 Modos eletromecânicos em malha aberta para o sistema 4 com CER na barra 28

modo	amortecimento $\xi$ (%)
$-0.469 \pm j 8.963$	5.2
$-0.412 \pm j 8.775$	4.7
$-0.370 \pm j 8.613$	4.3
$-0.283 \pm j 7.537$	3.7
$-0.102 \pm j 7.139$	1.4
$-0.307 \pm j 6.982$	4.4
$-0.250 \pm j 6.439$	3.9
$-0.273 \pm j 6.010$	4.5
$-0.229 \pm j 3.868$	5.9
-103.58 *	

\* Autovalor real associado ao CER

A tabela 5.19 mostra os resultados do projeto coordenado de 4 ESP's e o controlador do CER. O número de iterações foi menor que 5 e tolerância empregada foi de 0.001.

**Tabela 5.19 Resultado do projeto dos controladores para o sistema 4 com CER na barra 28**

controlador		autovalor especificado $\lambda_i$	parâmetros do controlador			
i	barra #		Ki	T1i	T2i	Twi
1	28	-103.5	40.00	0.010	0.04	10.0
2	30	-0.6 +j 8.6	35.03	1.023	0.04	10.0
3	37	-0.85 +j 10.5	20.66	0.810	0.05	10.0
4	32	-0.7 +j 9.2	19.95	0.980	0.045	10.0
5	36	-0.90 +j 9.6	3.93	0.564	0.05	10.0

A tabela 5.20 mostra os modos eletromecânicos para o sistema 4 com os controladores projetados da tabela 5.19.

**Tabela 5.20 Modos eletromecânicos em malha fechada para o sistema 4 com CER na barra 28**

modo	amortecimento $\xi$ (%)
-0.85 ± j10.50	8.0
-0.90 ± j 9.60	9.3
-0.70 ± j 9.20	7.5
-0.60 ± j 8.60	7.0
-0.40 ± j 8.61	4.6
-0.43 ± j 7.11	6.0
-0.45 ± j 6.67	6.7
-0.86 ± j 6.28	13.6
-1.04 ± j 4.39	23.0

Os resultados de simulação não-linear se encontram nas figuras 5.11 e 5.12 . A falta foi trifásica na barra 26 em  $t = 1s$ . e retirada 0.087 s. depois. Todos os dados do CER e sinal adicional empregados para estas simulações podem ser encontrados no Apêndice b. Nos gráficos o ângulo interno do gerador da barra 39 foi usado



como referência.

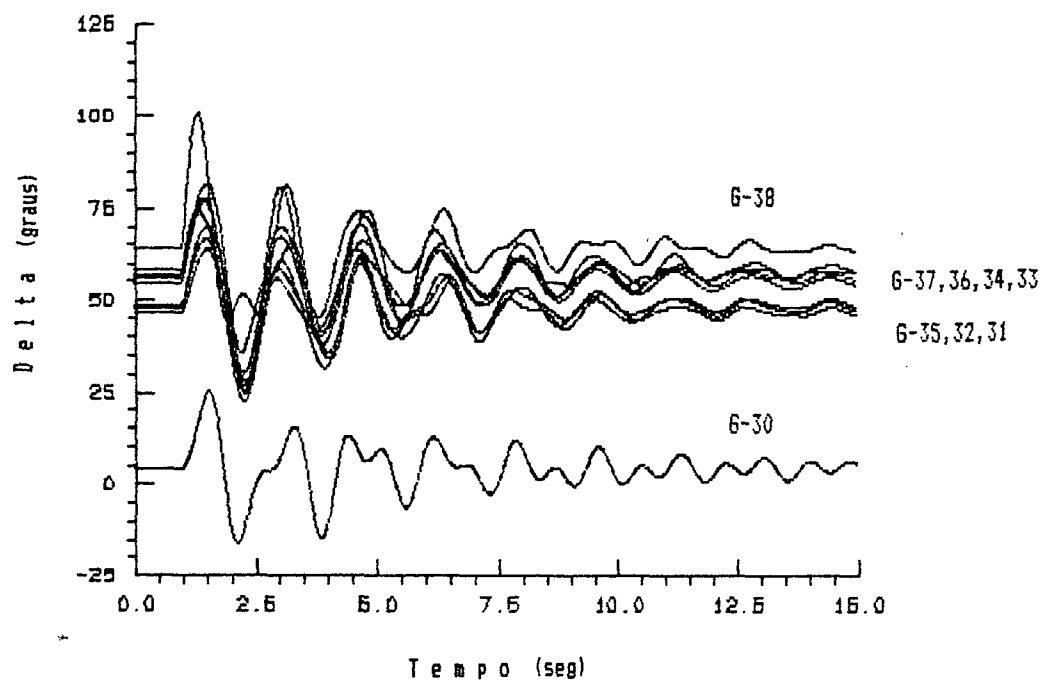


Figura 5.11 Resultados de simulação não-linear em MA para o sistema 4 com CER na barra 28

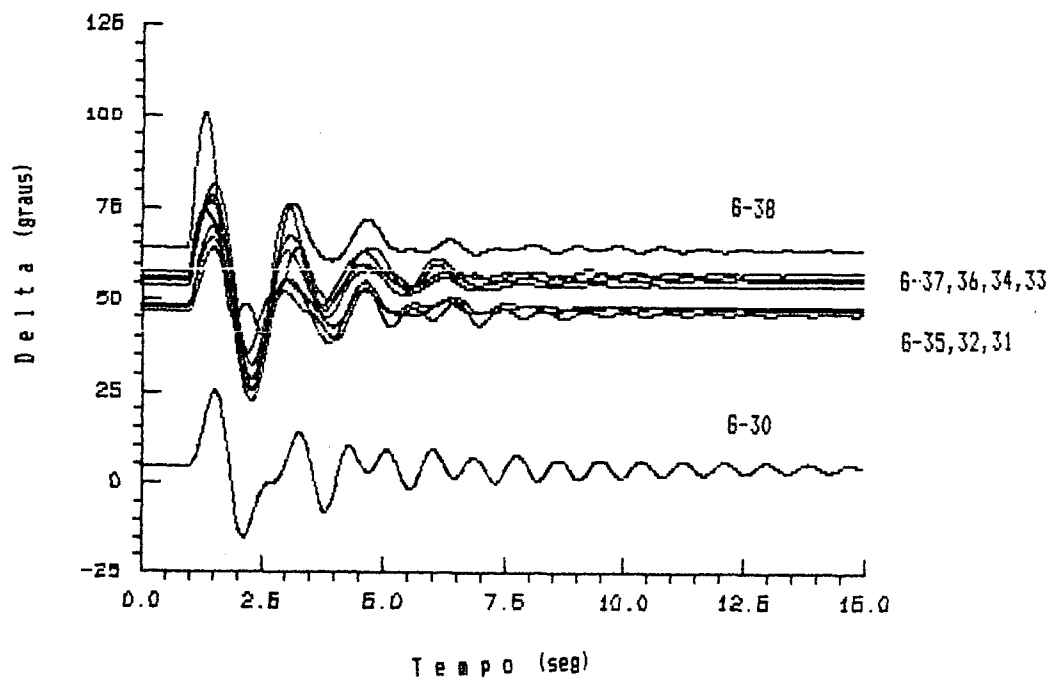


Figura 5.12 Resultados de simulação não-linear em MF para o sistema 4 com CER na barra 28

## 5.6 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentados os resultados correspondentes ao projeto de controladores em 4 sistemas testes conhecidos na literatura. O projeto foi realizado usando-se o algoritmo de posicionamento de polos proposto pelo trabalho. A validação do método foi feita calculando-se todos os autovalores em malha fechada e com simulações não-lineares.

Em todos os casos apresentados os polos foram exatamente posicionados nas posições desejadas em menos de 10 iterações. A tolerância empregada foi de 0.001 também em todos os casos.

No último capítulo da dissertação são apresentadas as conclusões mais relevantes da pesquisa e as recomendações para futuros trabalhos.

## C A P Í T U L O    6

## C O N C L U S Õ E S

Amortecimento adicional em sistemas elétricos de potência pode ser conseguido instalando-se sinais adicionais nos geradores e nos compensadores estáticos de reativo. O projeto coordenado destes controladores pode ser eficientemente realizado utilizando-se o algoritmo de posicionamento de polos formulado em termos da matriz aumentada proposto nesta dissertação. A validade do método foi demonstrada em vários exemplos de aplicação em quatro sistemas diferentes.

Considerando-se que o algoritmo é formulado em termos da matriz aumentada, o método apresenta as seguintes vantagens:

- Adequado para ser aplicado no projeto de controladores em sistemas elétricos de grande porte.
- Os controladores em projeto podem usar como sinal suplementar variáveis de estado ou uma combinação destas variáveis com variáveis algébricas.
- Sendo a matriz aumentada e os vetores  $[b_1 \ b_2]$  de entrada e  $[c_1 \ c_2]$  de saída altamente esparsos, a implementação computacional do algoritmo é eficiente.
- O projeto de controladores com o algoritmo apresentado não se encontra limitado quanto a modelos de geradores, cargas ou outros componentes do sistema elétrico.

Os autovalores especificados são exatamente posicionados. Mas, os parâmetros dos controladores projetados pelo algoritmo

mostraram-se fortemente influenciados pela posição especificada para o autovalor a ser posicionado. Escolhendo-se adequadamente a posição do autovalor a ser especificado, o algoritmo apresenta posicionamento exato de polos em um número baixo de iterações.

O algoritmo mostrou-se independente das condições iniciais, i.é., dos valores iniciais para os parâmetros dos controladores em projeto. Porém, o número de iterações não é independente das condições iniciais. Ainda mais, as equações quadráticas (4.11) e (4.13) exigem a escolha de uma ou outra solução. Estas soluções são dependentes das condições iniciais na primeira iteração. Por estas considerações, é recomendável iniciar o algoritmo com parâmetros típicos, ou até mesmo com ganhos zerados para os controladores em projeto.

Outras utilidades do algoritmo também foram testadas, tais como o projeto de só um controlador, ou o projeto de alguns controladores deixando em malha fechada outros controladores previamente projetados. Este caso especialmente é útil, quando os fatores de participação indicam que um modo eletromecânico com baixo amortecimento está associado a somente um gerador.

Para deslocar um modo eletromecânico de interesse, a escolha da localização do estabilizador (ESP) foi feita considerando-se os fatores de participação. Com este critério sempre foi possível deslocar o polo para a nova posição especificada. A exceção foi o sistema 3 do capítulo 5. Neste sistema, o algoritmo deslocou um autovalor próximo que também tem um fator de participação elevado. A explicação deste fenômeno pode ser o zero crítico [8] que apresenta este sistema.

A escolha da localização do compensador estático com sinal

suplementar para deslocar o modo eletromecânico de interesse, foi feita considerando-se os índices de localização ou índices de controlabilidade. Com o compensador estático de reativo localizado com os índices mencionados, sempre foi possível deslocar o modo eletromecânico de interesse.

O mecanismo através do qual o sinal adicional do CER fornece amortecimento não está bem compreendido como é mencionado na literatura. Nos casos apresentados no capítulo 5, o controlador resultante do projeto coordenado de controladores resultou em atraso de fase. Porém isto não é conclusivo. Também foi explorada a possibilidade de posicionamento de outros autovalores além dos modos eletromecânicos. O posicionamento de um autovalor real especificado para o controlador do CER mostrou-se, nos exemplos analisados, como mais uma forma eficiente de realizar o projeto coordenado de controladores visando melhorar o amortecimento dos modos eletromecânicos.

Quando analisado o sistema 1, também foi observado o efeito detrimental de um zero próximo ao modo eletromecânico 1 nos parâmetros resultantes do projeto dos controladores. Neste sentido são necessários maiores estudos que ajudem a compreender a natureza destes zeros, que podem chamar-se de críticos, e os fatores que os influenciam.

Considerando-se o forte efeito da posição especificada para o autovalor a ser posicionado nos parâmetros dos controladores projetados, pode-se pensar nos seguintes trabalhos para melhorar o algoritmo proposto:

- Desenvolver algoritmos que permitam escolher a posição mais adequada para o autovalor a ser especificado.

- Implementar algoritmos que permitam a escolha das malhas mais adequadas para serem instalados controladores.
- Considerando-se o aparecimento de valores não típicos para os controladores projetados quando não foi feita uma escolha adequada da malha e da posição para o autovalor a ser especificado e, considerando-se a natureza iterativa do algoritmo, pode-se pensar, no caso de aparecerem valores não usuais para  $T_1$  e  $K$  (equações 4.11 e 4.12), fixá-los em valores mais adequados de modo a permitir que outras malhas participem do esforço exigido pela solução desejada. Isto deve ser feito de modo a não afetar a convergência do algoritmo.

Durante a elaboração da dissertação foram testados vários casos com diferentes sistemas. Os problemas descritos com relação aos parâmetros dos controladores e a posição especificada para os polos, poderiam também ser contornados com uma melhor seleção e ajuste dos sistemas de excitação. O algoritmo de posicionamento de polos proposto se comporta melhor com sistemas de excitação modernos regulados com ganhos elevados. No entanto, o ajuste mais adequado destes sistemas de excitação escapa aos objetivos do trabalho. Assim sendo, foram respeitados os dados dos sistemas de excitação dos sistemas teste obtidos nas referências correspondentes.

O programa CCSP desenvolvido durante a elaboração do trabalho permite o projeto de controladores derivados da velocidade e da frequência da barra. A estrutura do controlador implementado admite dois polos reais iguais e dois zeros reais também iguais. Neste sentido pode-se implementar no programa mencionado outros

tipos de estruturas e sinais adicionais para os controladores. Tais como estruturas de controladores que admitam zeros complexos [9] e sinais adicionais como a potência elétrica e a potência ativa da linha.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Anderson P.M., Fouad A.A.: "Power system control and stability". Iowa State University Press, 1977.
- [2] Yao-Nan Yu: "Electric power system dynamics". Academic Press, 1983.
- [3] Arrillaga J., Arnold C.P.: "Computer modelling of electrical power systems", 1983.
- [4] Miller T.J.E.: "Reactive power control in electric systems", 1982.
- [5] Patel R.V., Munro Neil: "Multivariable system theory and Design", Pergamon Press, 1982.
- [6] Peña H. & A.J.A. Simões Costa: "Controle ótimo descentralizado aplicado ao projeto de estabilizadores de sistemas de potência", VIII CBA, 1990
- [7] Martins N., Lima L.T.G.: "Determination of suitable location for power system stabilizers and static Var compensators for damping electromechanical oscillations in large scale power systems", IEEE Trans. on PAS, november 1990.
- [8] Martins N., Pinto H., Lima L.: "Efficient Methods for Finding Transfer Function Zeros of Power Systems", IEEE power industry computer application conference, p.p. 320-328, Baltimore, Maio 1991.
- [9] Teive R.G.T.: "Ajuste coordenado dos sinais estabilizadores em sistemas de potência multimáquina", M.Sc, Tese, UFSC 1991
- [10] Silva S. A.: "Placement and control of static compensators for power system stability", Ph.D. Thesis, UMIST, UK. 1990.
- [11] Martins Nelson: "Efficient Eigenvalue and Frequency Response Methods Applied to Power System Small-Signal Stability Studies", IEEE Trans. on PAS, february 1986.
- [12] Elangovan S., Lim C.M.: "Efficient pole-assignment method for designing stabilisers in multimachine power systems", IEE PROCEEDINGS, Pt.C, november 1987.
- [13] O'Brien M., Ledwich: "Static reactive-power compensator controls for improved system stability", IEE PROCEEDINGS,



Pt.C, january 1987.

- [14] Martins N., Lima L.T.G.: "Eigenvalue and Frequency Domain Analysis of Small-Signal Electromechanical Stability Problems", IEEE Symposium on Applications of Eigenanalysis and Frequency Domain Methods, 1989.
- [15] Lim. C.M., Elangovan S.: "Design of stabilizers in multimachine power systems", IEE PROCEEDINGS, Pt.C, may 1985.
- [16] Lefebvre S.: "Tuning of stabilizers in multimachine power systems", IEEE Trans. on PAS, february 1983.
- [17] Fleming R.J., Mohan M.A., Parvatisam K.: "Selection of parameters of stabilizers in multimachine power systems", IEEE Trans. on PAS, may 1981.
- [18] Yuan-Yih Hsu, Chuan-Sheng Liu, Lim C.J., Huang C.T.: "Application of power system stabilizers and static VAR compensators on a longitudinal power system", IEEE Trans. on PAS, november 1988.
- [19] Barthol L.O. e outros: "Modelling of static shunt VAR systems (SVS) for system analysis". ELECTRA, 1977.
- [20] Brucoli M., Toreli F., Trovato M.: "A decentralised control strategy for dynamic shunt VAR compensation in interconnected power systems", IEE PROCEEDINGS, Pt.C, september 1985.
- [21] Brauner Günter, Wahi Amarnath: "Coordinated parameter setting of PSS and SVS for power oscillation damping", PSCC Lisboa, 1988.
- [22] Hamouda R.M., Iravani M.R., Hackam R.: "Coordinated static VAR compensators and power system stabilizers for damping power system oscillations", IEEE Trans. on PAS, november 1987.
- [23] Hanson O.W., Goodwin C.J., Dandeno P.L.: "Influence of excitation and speed control parameters in stabilizing intersystem oscillations", IEEE Trans. on PAS, may 1968.
- [24] Demello F.P., Concordia C.: "Concepts of synchronous machine stability as affected by excitation control", IEEE Trans. on PAS, april 1969.

- [25] Demello F.P., Nolan P.J., Laskowski T.F., Undrill J.M.: "Coordinated application of stabilizers in multimachine power systems", IEEE Trans. on PAS, june 1980.
- [26] Larsen E.V., Swann D.A.: "Applying power system stabilizers", part.I, II, III, IEEE Trans. on PAS, june 1981.
- [27] V.R.Ustariz A. "Aplicaciones de control en el Comportamiento Dinámico Potencia-frecuencia del Sistema Electrico Boliviano". Proyecto de grado, UMSS, 1990.
- [28] Bunthath Pex: "Automatic speed and voltage control models for transient stability programmes", Victoria University of Manchester, Jan. 1975.
- [29] Young C.C.: "The synchronous machine", IEEE tutorial course, 1970.
- [30] Pérez Arriaga I.J., Verghese G.C., Shweppe F.C.: "Selective modal analisis with applications to electric power systems" part I: Heuristic introduction, IEEE Trans. on PAS, september 1982.
- [31] Padiyar K.R, Varma R.K.: "Static VAR system auxiliary controllers for improvement of dynamic stability", Electric Power & Energy Systems, october 1990.
- [32] Martins N.: "Programa de autovalores para sistemas de potência multimáquina com possibilidade de representar controladores de qualquer ordem e topologia". 2o Congresso Latinoamericano de control automático, Buenos Aires, 1986.
- [33] Manual do usuario : "Programa para estudos de fluxo de potência - Programa BIGPOWERMOD", FURNAS.
- [34] Kundur P., Klein M., Rogers G.J.: "Applications of power system stabilizers for enhancement of overall system stability", IEEE Trans. on PAS, may 1989.
- [35] Kleim M., Rogers G.J., Kundur P.: "A fundamental study of inter-area oscillations", IEEE Trans. on PAS, August 1991.
- [36] Mattos F.C.Grion: "Ajuste de parâmetros de reguladores de tensão e sinais estabilizadores de sistemas de potência", M.SC.TESE, UFSC, 1984.

- [37] Issamu Suemitsu W.: "Um projeto de sinais adicionais para amortecer oscilações", M.Sc. tese, COPPE/UFRJ, 1979.
- [38] Magdy M.A., Coowar F.: "Frequency domain analysis of power system forced oscillations", IEE PROCEEDINGS Pt.C, july 1990.
- [39] Zeni Jr., Simões Costa A.J.A.: "Power system stabilizers for hydroelectric plants: Modeling considerations and aspects related to signal determination and synthesis", I simpósio de especialistas em planejamento da operação elétrica, agosto 1987.
- [40] Seraji H.: "Pole assignment using dynamic compensators with preespecified poles", INT.J.CONTROL, VOL 22, Nº2., 1975.
- [41] Chen C.T.: "Linear System Theory and Design", 1984.
- [42] Barreiros J.A.L.: "A pole-shifting self-tuning power system stabilizer", M.Sc.Thesis, UMIST, 1989.
- [43] Hsu Y.Y., Chen C.R.: "Tuning of Power System Stabilizers using an Artificial Neural Network", IEEE Trans. on TEC, december 1991.
- [44] Chen Chern-Lin, Hsu Yuan-Yih: "Coordinated synthesis of multimachine power system stabilizer using an efficient decentralized modal control (DCM) algorithm", IEEE Trans. on PAS, august 1987.
- [45] Bhatti T.S., Hill D.J.: "A multimachine Heffron-Phillips model for power systems with frequency and voltage dependent loads", Electric Power & Energy systems, February 1989.
- [46] Vorley D.H.: "Numerical Techniques for Analysing the Stability of Large Power Systems", Ph.D thesis, Univ. of Manchester, U.K., 1974.
- [47] Davison E.J.: "A computational Method for finding the zeros of a multivariable linear Time-Invariant System", Automática, Vol.6, pp.481-484, May 1970.
- [48] Veal C.M.J.: "Damping of power system oscillations by generator control", Ph.D. thesis, Imperial College, August

1989.

- [49] Martins N., Baitelli R.: Programa AUTOVAL "Manual do usuario", 1986.
- [50] Arcidiacono V., Ferrari E., Marconato R.: "Evaluation and improvement of electromechanical oscillation damping by means of eigenvalue - eigenvector analysis. Practical results in central Peru power system". IEEE Trans. on PAS, March/Abril 1980.
- [51] IEEE Working Group: "Reader's Guide to Subsynchronous Resonance". IEEE Trans. on PAS, February 1992.
- [52] IEEE Working Group: "Hydraulic Turbine and Turbine Control Models for System Dynamic Studies". IEEE Trans. on PAS, February 1992.
- [53] IEEE Committee Report: "Excitation System Models for Power System Stability Studies". IEEE Trans. on PAS, February 1981.
- [54] EPRI : "Frequency Domain Analysis of Low-Frequency Oscillations in Large Electric Power Systems", April 1978.
- [55] Ostojic D.R.: "Stabilization of Multimodal Electromechanical Oscillation by coordinated Application of Power System Stabilizers", IEEE Trans. on PAS, february 1991.
- [56] Pagold F.L., Perez Arriaga I.J., Verghese G.C.: "On sensitivities, residues and participations, applications to oscillatory stability analysis and control", IEEE Summer meeting, 1988.

## APÊNDICE A. MODELAGEM E LINEARIZAÇÃO

Apresenta-se a seguir as equações diferenciais não lineares e algébricas que descrevem o sistema de potência, e sua forma linearizada empregada na formação da matriz aumentada. Maiores detalhes podem ser encontrados em [3,10,11,28,46].

### A1. MODELOS DE GERADORES

Existem vários modelos de geradores na literatura [2,3,29]. Estes modelos consistem em um conjunto de equações diferenciais não lineares e algébricas derivadas das equações de Park assumindo-se algumas simplificações.

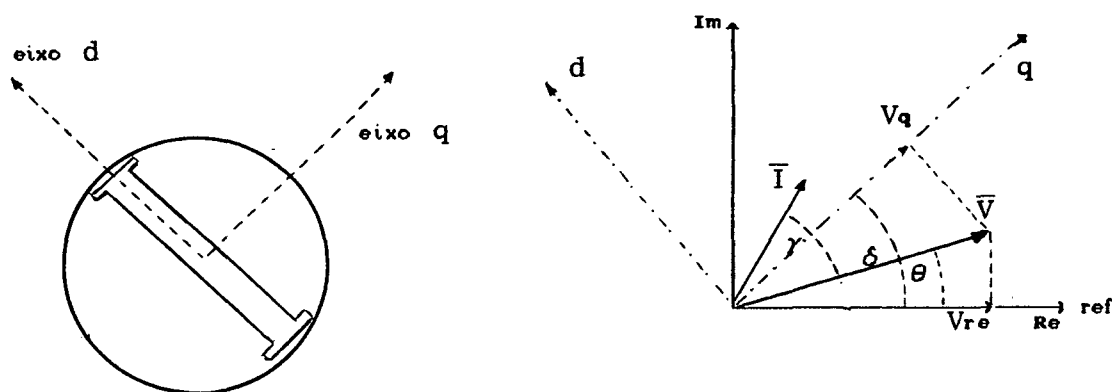


Figura A1. Representação de Park

Com as equações que serão apresentadas a seguir pode-se descrever os modelos 1,2,3,4 e 5 para a máquina síncrona [3]. As tabelas A1 e A2 resumem as equações e considerações necessárias para cada modelo linearizado do gerador.

Equação de oscilação:

$$\frac{2}{W_r} H \dot{\omega} = P_m - P_e \quad (A1)$$

$$\dot{\delta} = \omega \quad (A2)$$

A equação (A1) na sua forma linearizada é dada por:

$$\frac{2}{w_r} \frac{H}{\Delta \omega} \dot{\Delta \omega} = \Delta P_m - \Delta P_e \quad (A3)$$

Equações diferenciais da máquina:

$$\dot{E}_q' = - \frac{E_q' - (x_d - x_d') I_d - E_f}{T_{d0}} \quad (A4)$$

$$\dot{E}_d' = - \frac{E_d' + (x_q - x_q') I_q}{T_{q0}} \quad (A5)$$

$$\dot{E}_q'' = \frac{E_q' + (x_d' - x_d'') I_d - E_q''}{T_{d0}''} \quad (A6)$$

$$\dot{E}_d'' = \frac{E_d' - (x_q' - x_q'') I_q - E_d''}{T_{q0}''} \quad (A7)$$

Equações algébricas para a máquina síncrona conectada à rede:

a) Desprezando-se os efeitos sub-transitórios (modelos 1, 2 e 3):

$$\begin{bmatrix} E_d' - V_d \\ E_q' - V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & x_q' \\ -x_d' & r_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad (A8)$$

que também pode ser escrita como:

$$\begin{bmatrix} E_d' \\ E_q' \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -\sin \delta & \cos \delta \\ \cos \delta & \sin \delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{re} \\ V_{im} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} r_s & x_q' \\ -x_d' & r_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (A9)$$

Usando-se a série de Taylor, a equação (A.9) pode ser linearizada em torno de  $(V_{re0}, V_{im0}, \delta_0, I_{d0}, I_{q0})$ , resultando na equação dada a seguir:

$$\begin{bmatrix} \Delta E_d' \\ \Delta E_q' \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -\sin(\delta_0) & \cos(\delta_0) \\ \cos(\delta_0) & \sin(\delta_0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta V_{re} \\ \Delta V_{im} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{re0} \cos(\delta_0) + V_{im0} \sin(\delta_0) \\ V_{re0} \sin(\delta_0) - V_{im0} \cos(\delta_0) \end{bmatrix} \Delta \delta$$

$$- \begin{bmatrix} r_s & x_q' \\ -x_d' & r_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta I_d \\ \Delta I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (A10)$$

A potência elétrica é dada pela equação seguinte:

$$P_e = I_d V_d + I_q V_q = E_d' I_d + E_q' I_q - (x_q' - x_d') I_d I_q \quad (A11)$$

a equação (A.11) pode ser linearizada em torno de  $(I_{d0}, I_{q0}, E_{d0}', E_{q0}')$  resultando na equação (A12).

$$\Delta P_e = I_{d0} \Delta E_d' + I_{q0} \Delta E_q' + [E_{d0}' - (x_q' - x_d') I_{q0}] \Delta I_d + [E_{q0}' - (x_q' - x_d') I_{d0}] \Delta I_q \quad (A12)$$

b) Considerando-se efeitos sub-transitórios (modelos 4 e 5):

$$\begin{bmatrix} E_d'' - V_d \\ E_q'' - V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & x_q'' \\ -x_d'' & r_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad (A13)$$

cuja forma linearizada é similar a equação (A10).

A potência elétrica ( $P_e$ ), na sua forma linearizada é dada por:

$$\Delta P_e = I_{q0} \Delta E_q'' + I_{d0} \Delta E_d'' + [E_{d0}'' - (x_q'' - x_d'') I_{q0}] \Delta I_d + [E_{q0}'' - (x_q'' - x_d'') I_{d0}] \Delta I_q \quad (A14)$$

As tabelas A.1 e A.2 resumem as equações e considerações necessárias para cada modelo linearizado da máquina síncrona:

Tabela A1. Modelos da máquina síncrona

MODELO	DESCRIÇÃO	EQUAÇÕES LINEARIZADAS		# TOTAL DE EQUAÇÕES
		DIFERENCIAIS	ALGÉBRICAS	
1	Tensão cte. atrás da reatância transitória	(A2) (A3) Eq'cte.	(A10) (A12) $n\delta_o = E_d',$ $x_q' = x_d'$	2 diferenc. 2 algébric.
2	Representa efeitos transitórios no eixo d	(A2) (A3) (A4)	(A10) (A12) $n\delta_o = E_d',$ $x_q' = x_d'$	3 diferenc. 2 algébric.
3	Representa efeitos transitórios nos eixos d e q	(A2) (A3) (A4) (A5)	(A10) (A12)	4 diferenc. 2 algébric.
4	São considerados efeitos transitórios nos eixos d e q sub-transitórios nos eixos d e q	(A2) (A3) (A4) (A6) (A7) $c/E_d' = 0$ $x_q' = x_q$	(A13) lineq- rizada (A14)	5 diferenc. 2 algébric.
5	Modelo mais detalhado. Leva em conta efeitos transitórios e sub-transitórios	(A2) (A3) (A4) (A5) (A6) (A7)	(A13) lineq- rizada (A14)	6 diferenc. 2 algébric.

Tabela A2. Parâmetros da máquina síncrona para os modelos 1 a 5

modelo	P A R Â M E T R O S										
	$r_s$	$x_d$	$x_q$	$x_d'$	$x_q'$	$T_{d0}'$	$T_{q0}'$	$x_d''$	$x_q''$	$T_{d0}''$	$T_{q0}''$
1	X			X							
2	X	X	X	X		X					
3	X	X	X	X	X	X	X				
4	X	X	X	X		X		X	X	X	X
5	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X

A2. MODELAGEM DOS GERADORES E AS CARGAS NA REDE

Os geradores são considerados nas equações da rede como injeções de corrente utilizando-se a seguinte transformação ortogonal

$$\begin{vmatrix} re \\ im \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} -\sin \delta & \cos \delta \\ \cos \delta & \sin \delta \end{vmatrix} \begin{vmatrix} d \\ q \end{vmatrix} \tag{A15}$$

As cargas podem ser representadas por exemplo como:

$$\begin{aligned} P &= A + B V + C V^2 \\ Q &= D + E V + F V^2 \end{aligned} \tag{A16}$$



ou seja, como parcelas de potência constante, corrente constante e impedância constante. Onde os coeficientes (A,B,C,D,E,F) satisfazem as equações:

$$A + B + C = 1 \quad ; \quad D + E + F = 1 \quad (A17)$$

Assim em cada nó tem-se a seguinte equação da rede:

$$\underline{I} = Y \underline{V} \quad (A18)$$

onde

$$\underline{I} : \underline{I}_{\text{geração}} + \underline{I}_{\text{carga}}$$

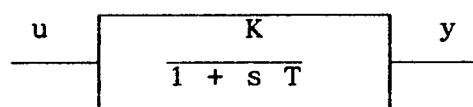
$Y$  : matriz admitância da rede

Logo a equação (A18) resulta na seguinte equação:

$$\underline{I}_{\text{geração}} + \underline{I}_{\text{carga}} - Y \underline{V} = 0 \quad (A19)$$

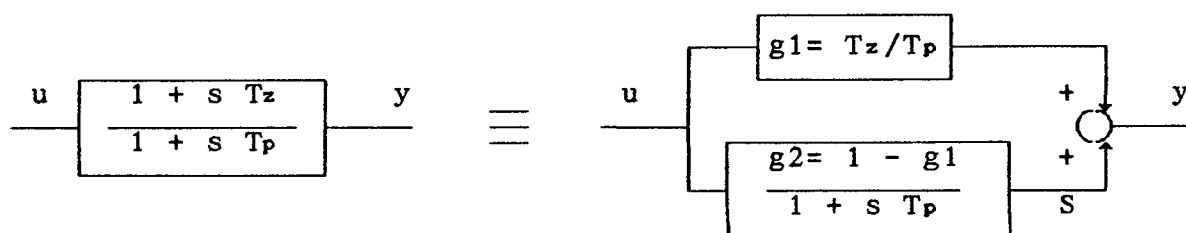
### A3 MODELAGEM DOS BLOCOS DOS CONTROLADORES

- modelagem de uma função de primeira ordem



$\dot{y} = -\frac{1}{T} (y - K u) \quad (A20)$

- modelagem de uma função de primeira ordem tipo "avanço-atraso"



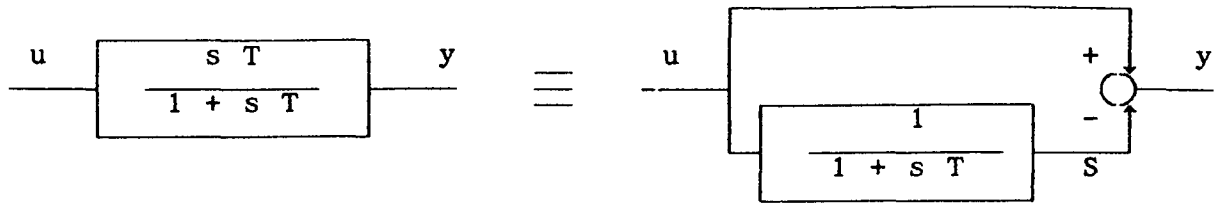
$$\dot{S} = -\frac{1}{T_p} (S - g_2 u) \quad (A21)$$

$$y = S + g_1 u \quad (A22)$$

onde:

$S$ : variável de estado auxiliar

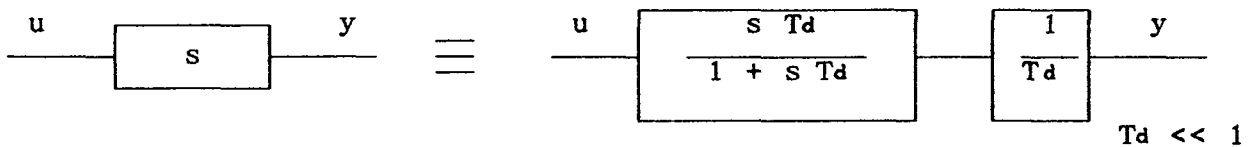
- modelagem de uma função tipo "wash-out"



$$\dot{S} = -\frac{1}{T} (S - u) \quad (A23)$$

$$y = -S + u \quad (A24)$$

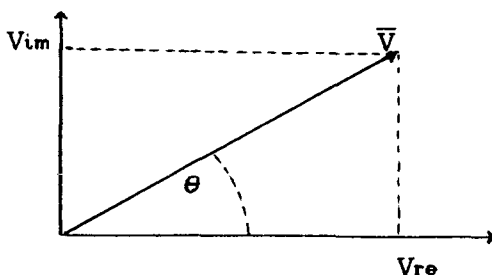
- modelagem de uma função tipo derivador



#### A4. SINAIS ADICIONAIS

Os sinais adicionais usados pelos controladores podem ser dependentes tanto de variáveis de estado como algébricas. Assim por exemplo:

- Sinal adicional derivado da velocidade angular da máquina: A velocidade angular é uma variável de estado para cada máquina.
- Sinal adicional derivado da potência elétrica : Empregam-se as equações (A12) ou (A14) segundo o modelo da máquina sendo considerado.
- Sinal adicional derivado da frequência da barra :



$$\theta = \tan^{-1} \frac{V_{im}}{V_{re}} \quad (A25)$$

O ângulo da barra terminal na sua forma linearizada pode ser obtido linearizando-se a equação (A25).

$$\Delta\theta = \frac{V_{re}}{V^2} \Delta V_{im} - \frac{V_{im}}{V^2} \Delta V_{re} \quad (A26)$$

A derivada da equação (A26) é a frequência da barra ( $f$ ) e, é obtida passando-se por um bloco de primeira ordem com constante de tempo  $T_d$  pequena.

#### A5. USO DE UMA DAS MÁQUINAS COMO REFERÊNCIA ANGULAR

A redundância da variável de estado  $\Delta\delta$  pode ser eliminada escolhendo-se uma das máquinas como referência angular. Assim sendo, é transformada a referência inicial fornecida pelo fluxo de potência e, todas as equações, incluindo aquelas dos sinais adicionais, devem ser modificadas segundo a nova referência (figura A2).

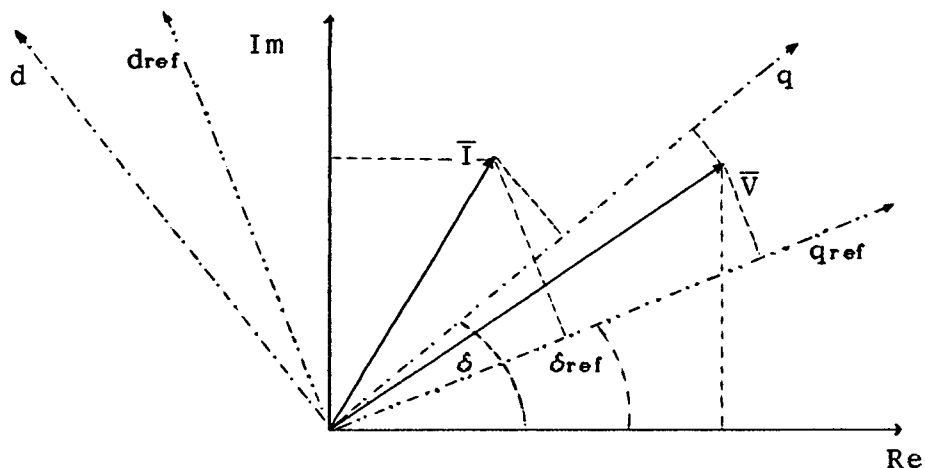


Figura A2. Diagrama fasorial quando se escolhe uma máquina como referência angular ( $\delta_{ref}$ )

## APÊNDICE B. DADOS DOS SISTEMAS

Este apêndice contém os dados correspondentes aos sistemas utilizados para testar o algoritmo proposto no trabalho. Os diagramas unifilares destes sistemas podem ser encontrados no capítulo 5 da dissertação.

### B1. SISTEMA 1:

O sistema teste 1 corresponde ao sistema de três máquinas e nove barras da referência [1]. Com exceção dos dados das linhas que podem ser encontrados na referência indicada, todos os dados utilizados no trabalho são reproduzidos a seguir (potência base 100 Mva, frequência base 60 Hz.).

#### B1.1 DADOS DAS MÁQUINAS

Tabela b1. Dados das máquinas para o sistema 1 - modelo 2

	G1-mod.1	G2-mod.2	G3-mod.2
H (S)	23.64	6.40	3.01
$X_d$ (p.u.)	-	0.8958	1.3125
$X_d'$ (p.u.)	0.0608	0.1198	0.1813
$X_q$ (p.u.)	-	0.8645	1.2578
$T_{do}$ (S)	-	6.00	5.89
$I_s$ (p.u.)	0	0	0
$D$ (p.u. /p.u.)	0	0	0

Tabela b2. Dados das máquinas para o sistema 1 - modelo 3

	G1-mod.1	G2-mod.3	G3-mod.3
H (S)	23.64	6.40	3.01
$X_d$ (p.u.)	-	0.8958	1.3125
$X_d'$ (p.u.)	0.0608	0.1198	0.1813
$X_q$ (p.u.)	-	0.8645	1.2578
$X_q'$ (p.u.)	-	0.197	0.250
$T_{do}$ (S)	-	6.00	5.89
$T_{qo}$ (S)	-	0.535	0.60
$I_s$ (p.u.)	0	0	0
$D$ (p.u. /p.u.)	0	0	0

B1.2 DADOS DAS BARRAS

Tabela b3. Dados das barras para o sistema 1

BARRA	tensão		geração		carga *	
	mod. [p.u.]	ang. [°]	MW	MVar	MW	MVar
1	1.04	0.	71.642	27.041		
2	1.025	9.28	163.000	6.6475		
3	1.025	4.665	84.999	-10.865		
4	1.02579	-2.217				
5	0.99564	-3.989			125.	50.0
6	1.01266	-3.687			90.	30.0
7	1.02577	3.719				
8	1.01589	0.727			100.	35.0
9	1.03235	1.967				

\* cargas consideradas como admitâncias constantes

B1.3 DADOS DO REGULADOR AUTOMÁTICO DE TENSÃO

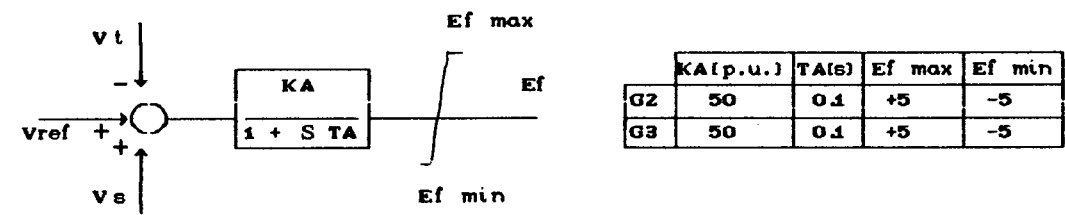


Figura b1. Dados para os RAT's do sistema 1

B1.4 DADOS DO SINAL ADICIONAL ESTABILIZADOR - ESP

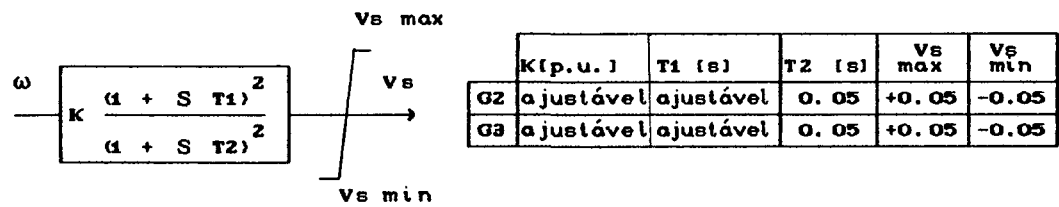


Figura b.2 Dados para os ESP's do sistema 1

## B1.5 DADOS DO CER COM SINAL ADICIONAL

Tabela b4. Dados do CER e sinal suplementar para o sistema 1

REGULADOR CER *					SINAL ADICIONAL *				
$K_s$ (p.u.)	$T_s$ (s)	$B_{l\max}$	$B_{l\min}$	$B_c$	K	T1	T2	$V_s$ max	$V_s$ min
50	0.15	0.8	0	0.4	-	-	0.05	+0.1	-0.1

\* Diagrama de blocos na figura 3.3

## B2. SISTEMA 2

O sistema teste 2 corresponde ao sistema de um gerador, quatro barras, um compensador estático de reativo e uma barra infinita da referência [14]. Todos os dados deste sistema podem ser encontrados no apêndice 1 da referência indicada.

## B3. SISTEMA 3

O sistema teste 3 corresponde a um equivalente do sistema sul do Brasil apresentado como sistema 2 em [14]. Este sistema possui quatro geradores, sete barras e um motor síncrono. Todos os dados do sistema podem ser encontrados no Apêndice 2 da referência indicada. Para as simulações não-lineares, os limites para os RAT's e os ESP's são os mesmos do sistema 1.

## B4. SISTEMA 4

O sistema teste 4 corresponde ao sistema conhecido como "New England". Este sistema possui 10 geradores e 39 barras. Todos os dados de linhas, carga-geração e dados dos geradores podem ser encontrado no Apêndice F da referência [54]. Os dados dos sistemas de excitação são reproduzidos na tabela b.5. Reguladores de velocidade não são considerados.

Nos casos em que foi incluído um compensador estático de

reativo, este é dado pelo diagrama da figura b.3. Limitadores para os ESP's iguais aos do sistema 1.

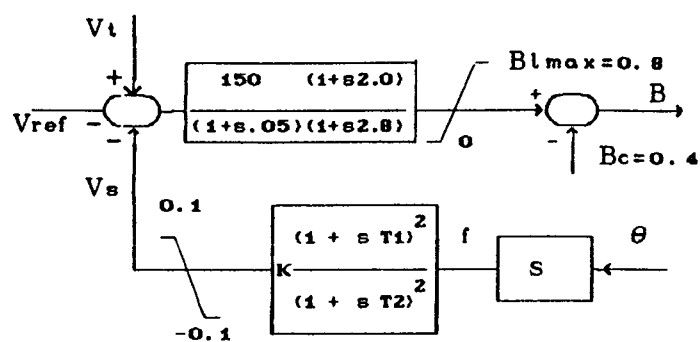


Figura b. 3 Compensador estático de reativo para o sistema 4

Tabela b.5 Dados dos sistemas de excitação\* para o sistema 4

bus #	K <sub>A</sub>	K <sub>E</sub>	K <sub>F</sub>	T <sub>A</sub>	T <sub>E</sub>	T <sub>F</sub>	V <sub>Rmax</sub>	V <sub>Rmin</sub>	S <sub>E.75max</sub>	S <sub>Emax</sub>
30	5.0	-.0485	.04	.06	.25	1.0	1.0	-1.0	.08	.26
31	6.2	-.633	.057	.05	.405	.5	1.0	-1.0	.66	.88
32	5.0	-.0198	.08	.06	.50	1.0	1.0	-1.0	.13	.34
33	5.0	-.0525	.08	.06	.50	1.0	1.0	-1.0	.08	.314
34	40.0	1.0	.03	.02	.785	1.0	10.0	-10.0	.67	.91
35	5.0	-.0419	.0754	.02	.471	1.246	1.0	-1.0	.064	.251
36	40.0	1.0	.03	.02	.73	1.0	6.5	-6.5	.53	.74
37	5.0	-.047	.0845	.02	.528	1.26	1.0	-1.0	.072	.282
38	40.0	1.0	.03	.02	1.4	1.0	10.5	-10.5	.62	.85
39***	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-

\* IEEE DC1  
\*\* Aproximação linear  
\*\*\*Excitação constante

## APÊNDICE C. PROGRAMAS

O projeto de sinais adicionais para amortecimento em sistemas de potência implica no uso de "software" especializado. São necessários programas que vão desde o cálculo do fluxo de potência até a simulação não-linear. Todos estes programas devem ser adequadamente testados e validados.

Em [10] foram elaborados todos estes programas utilizando-se linguagem PASCAL, que permite economizar memória e consideração da esparsidade utilizando-se estruturas dinâmicas para armazenar as estruturas de dados. Além disso pode-se desenvolver programas bem estruturados de fácil manutenção. Uma breve descrição dos programas utilizados na dissertação é dada a seguir (maiores detalhes sobre estes programas podem ser encontrados no apêndice C de [10]).

- O programa EIGEN forma a matriz aumentada e calcula autovalores, autovetores, fatores de participação e índices de localização.
- O programa SIMUL permite a simulação não-linear de sistemas de potência.

Estes dois programas foram concebidos para um sistema qualquer. Os limites de memória computacional limitam a versão atual para microcomputador. Os arquivos de dados são únicos para estes programas.

No âmbito da Universidade Federal de Santa Catarina existem ainda outros programas amplamente utilizados no Brasil tais como o BIGPOWERMOD [33] e o AUTOVAL V3.2 [49].

Durante a elaboração da dissertação, foi implementado um programa de propósitos particulares para um sistema de três



máquinas e nove barras correspondente ao sistema 1 do capítulo 5. Este programa forma a matriz aumentada admitindo a inclusão de um compensador estático de reativo com sinal adicional. O programa permite o projeto coordenado de 2 ESP's e o controlador do CER que usa a frequência da barra como sinal suplementar. Uma descrição sucinta deste programa 1 é dado na figura c.1.

Posteriormente com base no algoritmo testado e implementado no programa 1 e os programas elaborados em [10], foi implementado o programa genérico CCSP também em PASCAL. Este programa permite o cálculo dos parâmetros dos controladores dos sistemas de potência usando-se o algoritmo proposto no capítulo 4. O programa CCSP admite a escolha de uma ou outra solução da equação (4.11) e a redefinição da tolerância on-line, i.é, ele é conversacional. Os arquivos de dados são os mesmos que para os programas EIGEN e SIMUL.

O programa CCSP na versão atual permite o projeto de controladores que usem como sinal suplementar a velocidade do rotor e a frequência da barra. Mas ele foi concebido de forma que facilmente possam ser incluídos outros sinais e estruturas de controladores.

Os autovalores apresentados nas tabelas do capítulo 5, quando projetados estabilizadores nos geradores, foram comparados e verificados também no programa AUTOVAL V-3.2.

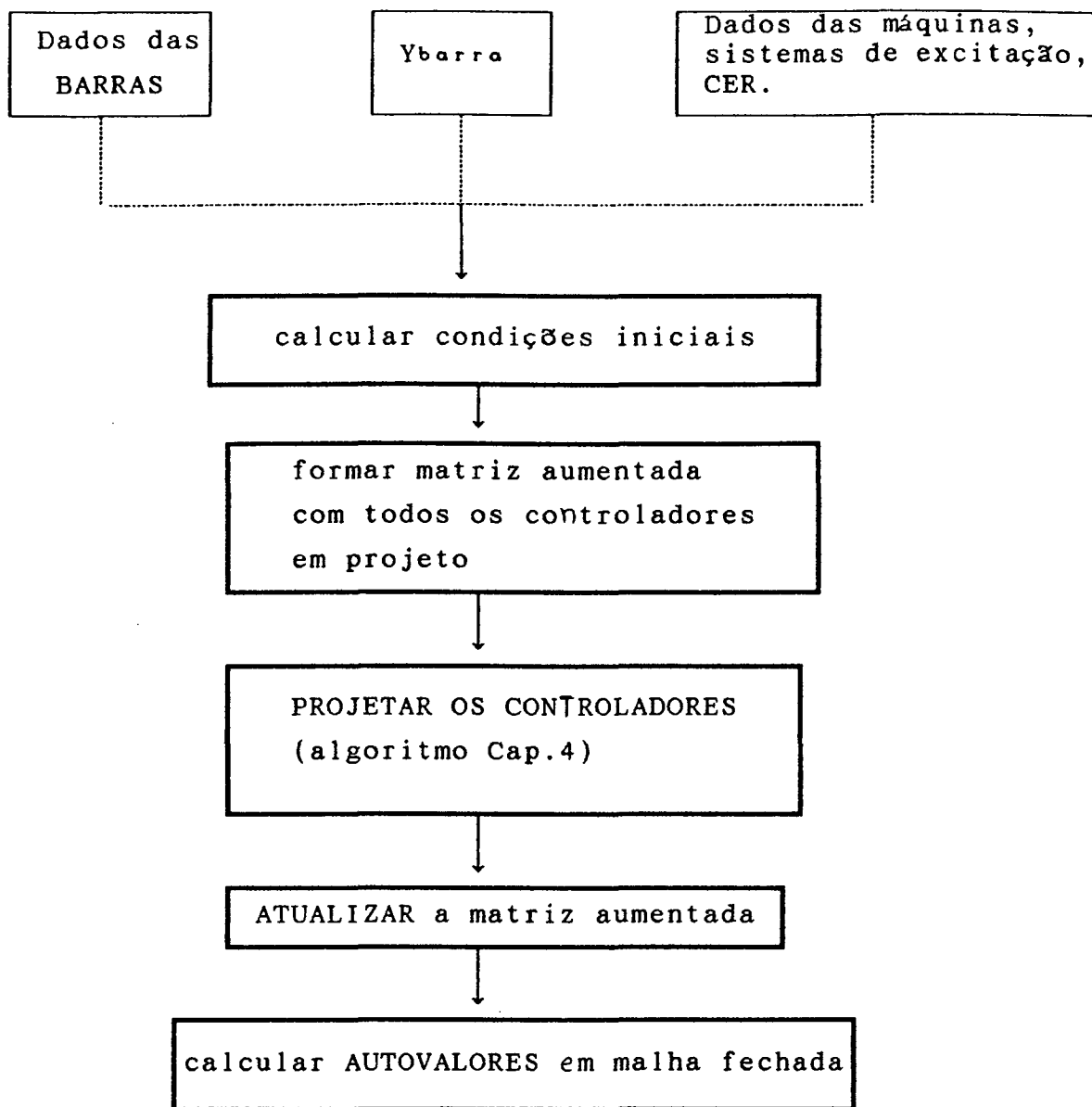


Figura c.1 Diagrama geral do programa 1

## APÊNDICE D. FATORES DE PARTICIPAÇÃO - ÍNDICES DE LOCALIZAÇÃO

### D.1 FATORES DE PARTICIPAÇÃO

Seja o sistema linear:

$$\dot{X} = A X \quad (D.1)$$

onde:

$$X = [x_1, x_2, \dots, x_n]^t$$

A: matriz real  $n \times n$

Para simplificar o desenvolvimento a seguir supõe-se que a matriz A tem um conjunto de autovalores distintos  $(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n)$ .

Seja  $U = [u_1, u_2, \dots, u_n]$  o conjunto dos autovetores à direita de A, ou seja

$$A u_i = \lambda_i u_i, \quad i = 1, \dots, n$$

A solução da equação (D.1) é dada por:

$$x(t) = \sum_{i=1}^n C_i e^{\lambda_i t} u_i \quad (D.2)$$

onde:  $C_i, i = 1, \dots, n$  são constantes que dependem das condições iniciais

Para  $t = 0$ , tem-se:

$$x(0) = \sum_{i=1}^n C_i u_i = C_1 \begin{bmatrix} u_{11} \\ \vdots \\ u_{n1} \end{bmatrix} + \dots + C_n \begin{bmatrix} u_{1n} \\ \vdots \\ u_{nn} \end{bmatrix} \quad (D.3)$$

$$x(0) = \begin{bmatrix} x_1(0) \\ \vdots \\ x_n(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{11} & \dots & u_{1n} \\ \vdots & & \vdots \\ u_{n1} & \dots & u_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_1 \\ \vdots \\ C_n \end{bmatrix} \quad (D.4)$$

$$e \quad \begin{bmatrix} C_1 \\ \vdots \\ C_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{11} & \dots & u_{1n} \\ \vdots & & \vdots \\ u_{n1} & \dots & u_{nn} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} x_1(0) \\ \vdots \\ x_n(0) \end{bmatrix} \quad (D.5)$$

Seja  $V = [v_1, \dots, v_n]$  o conjunto dos autovetores à esquerda de

(D.1), ou seja,

$$A^t v_i = \lambda_i v_i \quad (D.6)$$

Pode-se mostrar que  $v_i^t u_j \neq 0$  se  $i=j$  e  $v_i^t u_i = 0$  se  $i \neq j$ . Pode-se ainda normalizar os autovetores de modo que  $v_i^t u_i = 1$ ,  $i=1, \dots, n$ .

Portanto

$$U^{-1} = V \quad (D.7)$$

e usando este resultado na equação (D.5):

$$C_i = V_i x(0) \quad (D.8)$$

$i = 1, \dots, n$

Substituindo-se na equação (D.2):

$$x(t) = \sum_{i=1}^n v_i^t x(0) e^{\lambda_i t} u_i \quad (D.9)$$

Supondo que  $x(0) = e_k = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}$ , onde o vetor  $e_k$  tem 1 na  $k$ -ésima

posição, então

$$v_i^t x(0) = v_{ki} \quad (D.10)$$

e segue que

$$x(t) = \sum_{i=1}^n v_{ki} e^{\lambda_i t} u_i \quad (D.11)$$

Logo

$$x_k(t) = \sum_{i=1}^n v_{ki} e^{\lambda_i t} u_{ki} = \sum_{i=1}^n p_{ki} e^{\lambda_i t} \quad (D.12)$$

Portanto  $p_{ki}$  mede a participação relativa do  $i$ -ésimo modo no  $k$ -ésimo estado em  $t=0$ .

Supondo agora que  $x(0) = u_i$ , ou seja as condições iniciais correspondem às componentes do  $i$ -ésimo autovetor.

Então na equação (D.9),

$$x(t) = (v^t u_i) e^{\lambda_i t} u_i \quad (D.13)$$

pois  $v^t u_j = 0$  se  $i \neq j$ .

Observa-se neste caso que somente o  $i$ -ésimo modo é excitado.

Tem-se ainda que

$$v^t u_i = \sum_{j=1}^n V_{ji} u_{ji} = \sum_{j=1}^n p_{ji} \quad (D.14)$$

Das equações (D.13) e (D.14) segue que:

$$x(t) = \left( \sum_{j=1}^n p_{ji} \right) u_i e^{\lambda_i t} \quad (D.15)$$

e  $p_{ji}$  mede a participação do  $j$ -ésimo estado na construção da resposta no tempo do  $i$ -ésimo modo.

A matriz  $P$  dos fatores de participação [30] é definida como tendo elementos

$$p_{ki} = u_{ki} v_{ki}, \quad \begin{matrix} k = 1, \dots, n \\ i = 1, \dots, n \end{matrix}$$

e a derivação acima justifica esta definição.

## D.2 ÍNDICES DE LOCALIZAÇÃO

Seja o sistema dado por

$$\dot{X} = A X + b u$$

$$y = c^t X$$

onde

$A$  é real  $n \times n$ ,

$b$  é  $n \times 1$ ,

$c$  é  $n \times 1$ ,

$u$  é a entrada e

$y$  é a saída.

Aplicando a transformação de similaridade  $X = U \bar{X}$  onde  $U$  é a

matriz dos autovetores a direita tem-se

$$\dot{\bar{X}} = U^{-1} A \bar{U} \bar{X} + U^{-1} b u$$

$$y = c^t U \bar{X}$$

ou

$$\dot{\bar{X}} = \bar{A} \bar{X} + \bar{b} u$$

$$y = \bar{c}^t \bar{X}$$

onde  $\bar{A} = U^{-1} A \bar{U}$  é uma matriz diagonal e

$$\bar{c}^t = c^t U$$

A função de transferência entre  $u$  e  $y$  é:

$$\frac{y(s)}{u(s)} = \bar{c}^t (s I - \bar{A})^{-1} \bar{b}$$

ou

$$\frac{y(s)}{u(s)} = \sum_{k=1}^n \frac{\bar{b}_k \bar{c}_k}{s - \lambda_k}$$

onde  $\bar{b}_k$  e  $\bar{c}_k$  são os  $k$ -ésimos componentes de  $\bar{b}$  e  $\bar{c}$ , respectivamente. O termo  $\bar{b}_k$  é portanto associado ao resíduo  $\bar{b}_k \bar{c}_k$  da função de transferência.

O resíduo  $\bar{b}_k \bar{c}_k$  dá a sensibilidade do autovalor  $\lambda_k$  a uma realimentação adicionada à função de transferência de malha aberta entre  $u(s)$  e  $y(s)$  [50]. Os termos  $\bar{b}_k$  e  $\bar{c}_k$  são chamados de índices de controlabilidade e observabilidade, respectivamente [48]. Neste trabalho apenas o índice de controlabilidade  $\bar{b}_k$  é utilizado (chamado índice de localização). Esta abordagem pode ser justificada considerando-se que em geral é possível achar um sinal suplementar que assegure um índice de observabilidade elevado. Detalhes de como o índice de localização é calculado a partir da matriz aumentada podem ser encontrados em [10].